

Proyecto Fin de Carrera

Control Vectorial Indirecto de motor asíncrono mediante microcontrolador

Autor/es

Fernando Vallespín Ajenjo

Director/es y/o ponente

Mariano Blasco Sánchez

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

2013

INDICE

1. Reseña histórica.....	1
1.1. Desde el transistor hasta los microcontroladores y DSPs	1
1.2. Modelos	4
1.2.1 Intel 4004	4
1.2.2. Intel 8008	5
1.2.3. Intel 8080	6
1.2.4. Intel 8085	6
1.2.5. Zilog Z80	7
1.2.6. Intel 2920	7
1.2.7. AMI S2811	8
1.2.8. MAC 4 Microprocessor.....	8
1.2.9. AT&T DSP1.....	9
1.2.10. Familia Texas Instruments	9
2. Comparación de características.....	11
2.1. Microcontroladores y DSP: Analogías y diferencias	11
2.2. Recursos específicos.....	12
2.3. Alternativas a los DSP	14
2.3.1 Circuitos electrónicos analógicos.....	14
2.3.2. Procesadores digitales de propósito general mejorados	15
3. Elección del dispositivo	16
3.1. Microcontrolador C2000™ de Texas Instruments.....	16
3.2 Características	16
3.2.1. Especificaciones	16
3.2.2. Aplicaciones.....	18
3.2.3. Aislamiento Wireless.....	18
4. Control Vectorial de motores de inducción.....	20
4.1. Introducción	20
4.2. Teoría del motor de inducción trifásico	21
4.2.1. Motor de inducción trifásico	21
4.2.2. Construcción del motor de inducción	21
4.2.3. Modelo dinámico de la máquina de inducción	22
4.2.3.1. Modelo de la máquina referido a su propio sistema de coordenadas.....	22
4.2.3.2. Modelo de la máquina referido a un sistema de coordenadas rotatorias	22
4.2.3.3. Modelo de la máquina referido a un sistema rotatorio orientado con el campo	24
4.3. Características del control vectorial	28
4.4. Tipos de control vectorial	28
4.4.1. Control vectorial directo	28
4.4.2. Control vectorial indirecto	29
4.5. Principio matemático del control vectorial.....	30
4.5.1. Transformaciones matriciales. Clarke y Park.....	31
4.6. Control PWM	34

5.	Simulación.....	35
5.1.	Cálculo de parámetros	35
5.1.1.	Circuito equivalente	35
5.1.2.	Cálculo de constantes de tiempo	38
5.1.3.	Cálculo de par útil	38
5.1.4.	Cálculo PWM	38
5.2.	Circuito electrónico.....	39
5.2.1.	Circuito de control	39
5.2.2.	Circuito de potencia	42
5.3.	Simulaciones.....	43
5.3.1.	Simulación sin integradores.....	43
5.3.2.	Simulaciones con integradores	44
5.3.2.1.	Simulación a 1500 rpm en vacío.....	44
5.3.2.2.	Simulaciones con carga acoplada de 20 Nm.....	46
5.3.2.3.	Simulación con carga acoplada de 30 Nm.....	47
5.3.2.4.	Simulaciones con carga acoplada de 47,75 Nm.....	48
5.3.2.5.	Simulación con carga acoplada de 70 Nm	50
6.	Conclusión	51
7.	Bibliografía	52

1. Reseña histórica

1.1. Desde el transistor hasta los microcontroladores y DSPs

Dado que el procesamiento digital de una señal sólo requiere efectuar ciertos cálculos a partir de los datos disponibles, y que en muchas ocasiones dichos cálculos pueden ser efectuados en forma manual, se puede afirmar que DSP se practicó durante varios siglos, mucho antes de la aparición de los computadores, en situaciones tales como el análisis y la predicción del movimiento de cuerpos celestes, o en el análisis y la predicción de las mareas.

Uno de los primeros avances formales en DSP fue el artículo “Certain topics in Telegraph Transmission Theory”, publicado por Harry Nyquist en 1928, en el cual se presentó el efecto producido en el espectro de frecuencia de una señal analógica al ser discretizada en el tiempo, y se planteó que, para preservar la información original, la tasa de muestreo debía ser mayor que el doble de la máxima componente de frecuencia contenida en la señal analógica.

En 1947 es inventado el elemento base de la electrónica, el transistor, de manos de John Bardeen, Walter Brattain y William Shockley en los laboratorios de la compañía Bell Telephone. Entre los posibles usos del transistor no se encontraba, en principio, su empleo en el diseño de ordenadores, ya que la aparición del mercado y la industria de los ordenadores e informática era entonces algo totalmente imprevisible. Pocos científicos supieron ver la potencialidad de estos minúsculos dispositivos, que han servido de base al increíble desarrollo tecnológico que ha experimentado la humanidad en las últimas décadas (ejemplo de esto es la denominación que suele darse en numerosa bibliografía científica al siglo XX: el siglo de la electrónica). Inicialmente, los transistores se aplicaron en la mejora de los sistemas analógicos ya existentes (radios, televisiones, etc.). Todo el desarrollo inicial estaba orientado hacia los dispositivos electrónicos analógicos, cuyo principal inconveniente se relaciona con el hecho de que cada circuito era diferente de los demás. En aquella época, los diseñadores de equipos de televisión no repetían dentro de un aparato los circuitos electrónicos y se sentían muy orgullosos de ese hecho, y así un aparato de televisión podía llegar a tener hasta 30 circuitos analógicos diferentes entre sí. La aparición de los primeros ordenadores ayudó a vislumbrar la necesidad de utilizar gran cantidad de componentes idénticos (circuitos electrónicos digitales) en un único sistema electrónico.

Los circuitos electrónicos digitales empezaron a desarrollarse por esta época, pero mucho más lentamente que los analógicos. En 1958, un ingeniero eléctrico recién llegado a la compañía norteamericana Texas Instruments, Jack St. Clair Kilby, presentó a un grupo de colaboradores la idea de integrar, en una única pastilla de germanio, un transistor junto a otros componentes: había surgido la idea del circuito integrado monolítico (idea que le permitió obtener el nobel de Física en el año 2000). A partir de ese momento, el transistor se convierte en la base de pequeños chips o circuitos electrónicos integrados (puertas AND, OR, etc.), que sirvieron de dispositivos elementales en el diseño y realización del sistema microprocesador. El empleo de tantos componentes repercutía en una escasa fiabilidad, ya que el fallo de un componente, o de una conexión soldada, implicaba que todo el circuito dejara de funcionar.

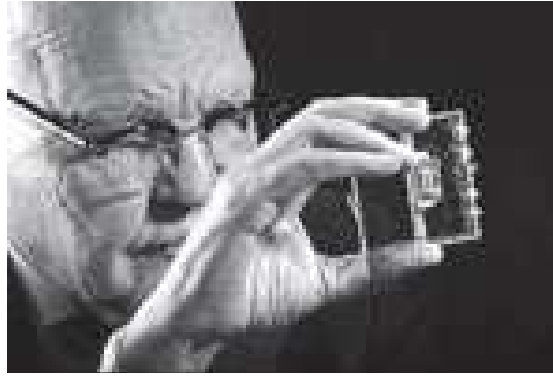


Figura 1.1. Jack Kilby con un circuito integrado monolítico.

Simultáneamente, comenzó la estandarización, en cuanto a la forma y el tamaño, de los dispositivos electrónicos con vistas a facilitar su interconexión y se desarrollaron nuevos dispositivos basados en las características moleculares de los materiales, como es el caso del cristal de cuarzo, que es capaz de comportarse como una inductancia o una capacidad, sin ser ni lo uno ni lo otro. La principal oposición a este desarrollo provenía de los propios diseñadores de circuitos electrónicos, normalmente integrados dentro de las mismas compañías y centros encargados de financiar toda esta tarea de investigación, que veía que el desarrollo de los circuitos integrados monolíticos como un competidor a su tarea.

El empuje definitivo llegó cuando, a principios de los años sesenta, el Gobierno norteamericano se embarca en dos grandes proyectos, el misil balístico *Minuteman* y la misión *Apollo*. El ordenador del *Apollo* era un dispositivo electrónico muy sencillo, mientras que el del misil *Minuteman* consistía en un sistema con más de 2.000 circuitos de 22 tipos diferentes. Ambos programas utilizaban como componentes circuitos integrados monolíticos. El buen desarrollo de los dos proyectos aumentó sustancialmente la reputación, en cuanto a fiabilidad, de los circuitos integrados monolíticos. A partir de ese momento, el desarrollo de la electrónica digital fue vertiginoso.

Múltiples compañías comienzan a utilizar este tipo de dispositivos en sus productos comerciales, y a finales de los años sesenta, la mayoría de los ingenieros había aceptado la idea de que los circuitos integrados estaban aquí para quedarse. Los siguientes pasos en cuanto a la implementación de los sistemas microprocesadores se dan para aumentar su capacidad de integración. Así Gilbert Hyatt presenta en 1970 la patente del microprocesador, todo un sistema microprocesador integrado en un único chip digital con una pequeña CPU, memorias y periféricos que facilitaban la comunicación con el exterior. En 1971 Hyatt se separó de sus socios, creando estos últimos una nueva compañía que se llamó Intel. Mientras se tramitaba la patente, el año siguiente de su presentación en la oficina de patentes estadounidense, tres ingenieros de Intel desarrollaron y pusieron en el mercado el primer microprocesador, el Intel 4004. Contenía 2.250 transistores y manejaba datos de 4 bits. Como curiosidad, comentar que la patente no le fue reconocida a Hyatt hasta 1990, después de una larga batalla legal.

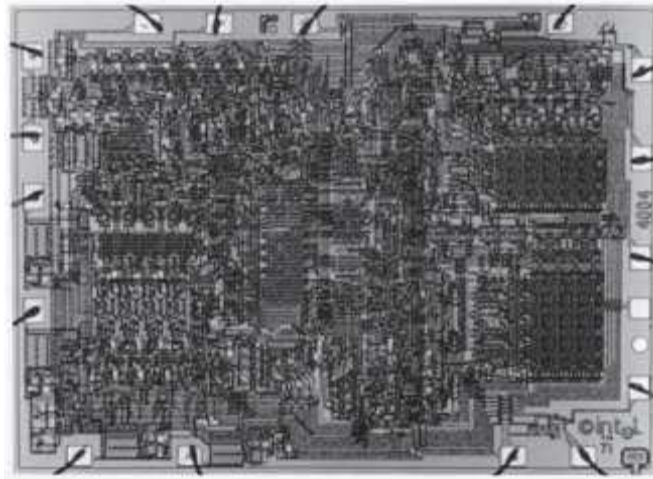


Figura 1.2. Vista interna del Intel 4004.

Al comienzo se creía que el manejo de un microprocesador era para aquellas personas que tuvieran un coeficiente intelectual muy alto; por el contrario, con la aparición de este circuito integrado todo sería mucho más fácil de entender y los diseños electrónicos serían mucho más pequeños y simplificados.

Entre los microprocesadores más conocidos tenemos el popular Z-80 y el 8085. Los diseñadores de equipos electrónicos ahora tenían equipos que podían realizar mayor cantidad de tareas en menor tiempo y su tamaño se redujo considerablemente; sin embargo, después de cierto tiempo aparece una nueva tecnología llamada microcontrolador, que simplifica aún más el diseño electrónico.

El procesamiento digital de una señal requiere (en muchos casos) de la realización de un gran número de cálculos, haciéndolo inviable si no se dispone de una máquina calculadora de gran velocidad o de un computador. Este problema dificultó el avance en el área de DSP hasta los años 60 y 70, época en la cual progresó rápidamente, gracias a la disponibilidad de grandes computadores en las instituciones. Algunos de los tópicos abordados fueron:

- Diseño e implementación de filtros digitales.
- Invención y optimización del algoritmo de la FFT (Transformada Rápida de Fourier).
- Compresión de voz.
- Procesamiento de imágenes (fotos tomadas por satélites y naves espaciales).
- Sismología (búsqueda de minerales y de petróleo).

En esa época las aplicaciones de DSP al procesamiento de señales en tiempo real (tales como cancelación de ecos, *modems*) eran muy limitadas. Los procesadores DSP se construían con centenares de circuitos integrados TTL, tenían un costo prohibitivo (excepto para aplicaciones militares) y eran muy complejos. Por lo tanto, la

mayoría de los trabajos consistían en desarrollar y ensayar algoritmos en los grandes computadores que poseían las universidades, empresas y otras instituciones.

La capacidad de efectuar multiplicaciones en forma rápida es el requerimiento más importante para poder realizar algoritmos de DSP en tiempo real. Las CPU de esa época no eran capaces de multiplicar en forma directa, sino que lo hacían en base a sumas y desplazamientos.

La multiplicación en hardware requería de una gran área en la pastilla de silicio. A principios de los años 80 se logró reducir el tamaño de los transistores lo suficiente como para poder fabricar un procesador DSP capaz de multiplicar 2 números en 1 ciclo de máquina (800 nanosegundos). Con el progreso de la tecnología de integración, este tiempo ha disminuido actualmente a unos pocos nanosegundos.

El desarrollo de conversores A/D y D/A cada vez más rápidos, de mayor resolución (N° de bits), menos tamaño y menor coste, también ha contribuido a reemplazar el procesamiento analógico por el procesamiento digital.

El progreso en la velocidad de cálculo de los microcomputadores personales (PC) ha permitido usarlos en tareas cada vez más exigentes, tales como grabación y reproducción de audio y video, procesos que deben efectuarse en tiempo real. Los primeros computadores personales, fabricados a finales de los años 70, sólo podían efectuar algunos centenares o miles de operaciones de punto flotante por segundo (flops). La velocidad de cálculo de los PC actuales ya ha superado los mil millones de flops. Muchos equipos electrónicos complejos se construyen actualmente usando como base un PC industrial, aprovechando el bajo costo del hardware y del software asociado.

Los microcontroladores están conquistando el mundo. Están presentes en nuestro trabajo, en nuestra casa y en nuestra vida, en general. Se pueden encontrar controlando el funcionamiento de los mouses y teclados de los computadores, en los teléfonos, en los hornos microondas y los televisores de nuestro hogar. Pero la invasión acaba de comenzar y el nacimiento del siglo XXI será testigo de la conquista masiva de estos diminutos computadores, que controlarán la mayor parte de los equipos que se fabriquen y que estarán presentes en todos los ambientes de nuestra vida; por ejemplo, en nuestra vivienda, en el trabajo, en los automóviles, etc.

1.2. Modelos

1.2.1 Intel 4004

El 4004 fue lanzado en un paquete de 16 pines el 15 de noviembre de 1971. La implementación del microprocesador comenzó en 1970 cuando Federico Faggin fue empleado por Intel, procedente de Fairchild Semiconductor, para dirigir el proyecto y para diseñar el 4004. En Fairchild, Faggin había desarrollado la tecnología pionera llamada Silicon Gate Technology (SGT) y había también diseñado el primer circuito integrado MOS usando la tecnología SGT (el Fairchild 3708), en 1978, demostrando la viabilidad de la nueva tecnología. Tan pronto como empezó a trabajar para Intel, Faggin creó una nueva metodología "random logic design" con silicon gate, que no existía previamente, y que la utilizó para encajar el microprocesador en un único chip. Su metodología fue usada en todos los primeros diseños de microprocesadores de Intel (8008, 4040, 8080). Masatoshi Shima de Busicom asistió a Faggin durante el

desarrollo de la familia 4004 y más tarde escribió el software para la calculadora Busicom. Shima se unió a la compañía Zilog, la primera compañía dedicada exclusivamente a microprocesadores, fundada por Federico Faggin a finales de 1974, y desarrolló el diseño del Z80 con Faggin.

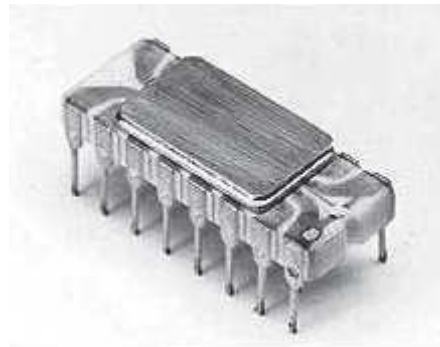


Figura 1.3. Vista exterior del Intel 4004.

1.2.2. Intel 8008

El Intel 8008 es un microprocesador diseñado y fabricado por Intel que fue lanzado al mercado en Abril de 1972. Codificado inicialmente como 1201, fue pedido a Intel por Computer Terminal Corporation para usarlo en su terminal programable Datapoint 2200, pero debido a que Intel terminó el proyecto tarde y a que no cumplía con las expectativas de Computer Terminal Corporation, finalmente no fue usado en el Datapoint 2200. Posteriormente Computer Terminal Corporation e Intel acordaron que el i8008 pudiera ser vendido a otros clientes.

El conjunto de instrucciones del i8008 y de todos los procesadores posteriores de Intel está fuertemente basado en las especificaciones de diseño de Computer Terminal Corporation.

El i8008 emplea direcciones de 14 bits, pudiendo direccionar hasta 16 KB de memoria. Dicho circuito integrado, limitado por las 18 patillas de su encapsulado DIP, tiene un bus compartido de datos y direcciones de 8 bits, por lo que necesita una gran cantidad de circuitería externa para poder ser utilizado. El i8008 puede acceder a 8 puertos de entrada y 24 de salida.

Era un diseño aceptable para utilizarlo como el controlador de un terminal, pero no para el resto de tareas, por lo que pocos ordenadores se basaron en él. La mayoría de los ordenadores de la época emplearon el mejorado Intel 8080.

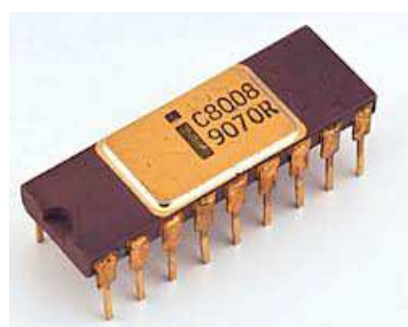


Figura 1.4. Vista exterior del Intel 8008.

1.2.3. Intel 8080

El Intel 8080 fue el sucesor del Intel 8008, esto se debía a que era compatible a nivel fuente en el lenguaje ensamblador porque usaban el mismo conjunto de instrucciones desarrollado por Computer Terminal Corporation. Con un encapsulado más grande, DIP de 40 pines, se permitió al 8080 proporcionar un bus de dirección de 16 bits y un bus de datos de 8 bits, permitiendo el fácil acceso a 64 KB de memoria.

El 8080 fue usado en muchos de los primeros microcomputadores, tales como la Altair 8080 y el IMSAI 8080, formando la base para las máquinas que corrían el sistema operativo CP/M. Posteriormente, en 1976, aparece el microprocesador Zilog Z80, completamente compatible con el 8080 pero más capaz, el cuál capitalizaría en esto, convirtiéndose el Z80 y el CP/M en la combinación dominante de CPU y OS del periodo, bastante parecido al x86 y el MS-DOS para el PC de la década posterior, los años 1980.

En Intel, el 8080 fue seguido en 1976 por el compatible y eléctricamente más elegante 8085.

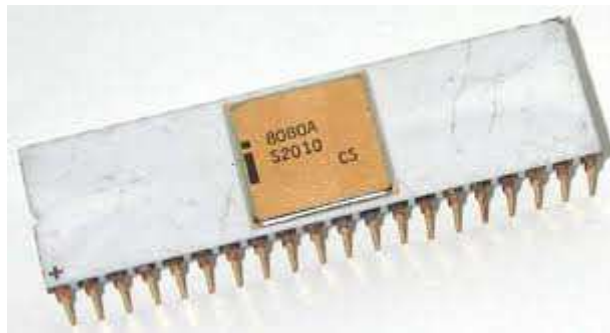


Figura 1.5. Vista exterior del Intel 8080.

1.2.4. Intel 8085

El Intel 8085 es un procesador de 8 bits fabricado por Intel a mediados de los 70. Era binariamente compatible con el anterior Intel 8080 pero exigía menos soporte de hardware, así permitía unos sistemas de microordenadores más simples y más baratos de hacer.

El número 5 de la numeración del procesador proviene del hecho que solamente requería una alimentación de 5 voltios, no como el 8080 que necesitaba unas alimentaciones de 5 y 12 voltios. Ambos procesadores fueron usados alguna vez en ordenadores corriendo el sistema operativo CP/M, y el procesador 8085 fue usado como un microcontrolador.

Ambos diseños fueron sobrepasados por el Z80 que era más compatible y mejor, que se llevó todo el mercado de los ordenadores CP/M, al mismo tiempo que participaba en la prosperidad del mercado de los ordenadores personales en mediados de los 80.

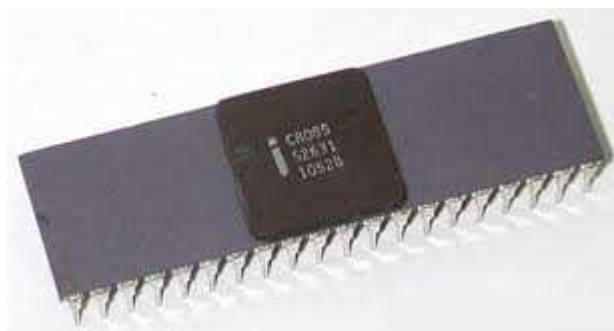


Figura 1.6. Vista exterior del Intel 8085.

1.2.5. Zilog Z80

El Zilog Z80 es un microprocesador de 8 bits diseñado por la compañía Zilog y vendido desde Julio de 1976 en adelante. Fue ampliamente utilizado tanto en escritorio y embebidos diseños informáticos, así como para fines militares. El Z80 y sus derivados y clones hicieron una de las familias de CPU más comunes de todos los tiempos y junto con la familia 6502 de tecnología MOS dominaron el mercado de los microprocesadores de 8 bits desde finales de los años 70 hasta mitad de los 80.



Figura 1.7. Vista exterior del Zilog Z80.

Zilog autorizó el diseño del Z80 a varios proveedores, aunque muchas empresas del este de Europa (por ejemplo, Rusia) hicieron copias ilegales. Esto permitió que el producto de una pequeña empresa ganara aceptación en el mercado mundial y desde compañías de segunda hasta compañías mucho más grandes como Toshiba empezaran a producir el dispositivo. En consecuencia, Zilog ha fabricado menos del 50% de los Z80. Actualmente Zilog ha reorientado hacia un mercado de sistemas embebidos cada vez más creciente y la más reciente familia de microcontroladores compatibles Z80, el eZ80 de 24 bits totalmente interconectado con una extensión de dirección lineal de 16 MB, ha sido introducido satisfactoriamente junto a el simple Z180 y los productos Z80.

1.2.6. Intel 2920

En 1978, INTEL lanzó el 2920 como un "procesador analógico de señales". Éste poseía un chip ADC/DAC con un procesador de señales interno. Este chip podía aceptar hasta 4 señales analógicas de ± 1 a ± 2 voltios de pico. Estas señales podían ser multiplexadas a un circuito de muestreo y retención, el cuál junto a un conversor analógico-digital podían ser programados para actuar como un conversor analógico-digital de 8 bits más un bit para el signo. Además, el circuito 2920 ofrecía una memoria RAM de 25 bits y un registro de desplazamiento capaz de desplazar 13 bits a la

derecha o 2 bits a la izquierda en un ciclo. Este registro de desplazamiento está conectado a un puerto de entrada de la unidad lógica y aritmética (ALU), mientras que el otro puerto de entrada de la ALU recibe información directamente de la RAM. La ALU realizaba suma, resta, valor absoluto, "OR exclusiva", "AND", "LIMIT" y otras operaciones. El conversor digital-analógico se usaba para devolver la señal analógica de uno de los ocho circuitos de muestreo y retención. Las distintas partes del chip eran controladas mediante un programa almacenado en una memoria de sólo lectura reconfigurable (EPROM).

El circuito 2920 tenía una serie de insuficiencias las cuales podían causar dificultades en la variación de los grados. Esto incluye la falta de instrucciones tan necesarias como la ganancia y el error en la salida.

Otras dos instrucciones que impedían el correcto funcionamiento. La instrucción ABA, la cual tomaba el valor absoluto de lo contenido en el registro fuente y se lo sumaba a lo contenido en el registro destino no se ejecutaba correctamente en un ciclo de reloj, el cuál era de 600ns. Para utilizar dicha instrucción se debía de reducir la frecuencia de reloj a 4MHz e incluso menos. Otra solución era sustituir la instrucción por la secuencia ABS y ADD.

Resumiendo, el 2920 no tuvo éxito en el mercado debido a que además de las insuficiencias mencionadas, no disponía de multiplicador de hardware.

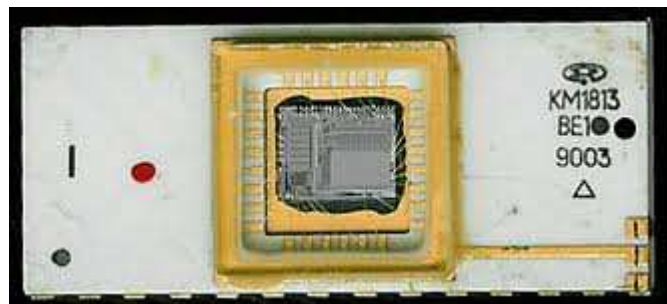


Figura 1.8. Clon soviético del DSP Intel 2920

1.2.7. AMI S2811

En ese mismo año, American Microsystems Inc. (AMI) anuncia el primer circuito integrado con un chip únicamente diseñado específicamente para DSP, el S2811 de 12 bits, diseñado como un microprocesador periférico.

1.2.8. MAC 4 Microprocessor

En 1979 Bell Labs introduce su primer DSP en un único chip, el Mac-4 (o BELLMAC-4) Microprocessor. Desarrollado usando la última tecnología CMOS de esa época, el Mac-4 contenía 30.000 elementos siendo prácticamente un computador con una memoria ROM de 1,5 y una memoria RAM de 1k.

1.2.9. AT&T DSP1

El DSP1 empezó en 1977 con un estudio de Bell Labs para la creación de un circuito integrado de gran escala para procesamiento digital de señales.

Las especificaciones del DSP1 fueron completadas en 1978, con las primeras muestras testeadas en 1979. La primera implementación fue un DSP en un único chip, el cual contenía todos los elementos funcionales encontrados en los DSP comercializados actualmente incluyendo el multiplicador-acumulador (MAC), unidad de direccionamiento paralelo, memoria de control y memoria de datos. Este modelo fue diseñado con 20 bits en coma fija y 16 bits de coeficientes e instrucciones, implementado en una tecnología de procesamiento DRAM de 4,5 micrómetros.

1.2.10. Familia Texas Instruments

El primer DSP producido por Texas Instruments, el TMS32010 probó a ser un suceso mayor. Su nacimiento se produjo en 1982 y a partir de ese momento la familia ha crecido con numerosas generaciones, cada una de las cuales abarca diversos modelos. De esta forma, los DSP de coma fija dieron paso a los de coma flotante y éstos a los orientados a configurar sistemas multiprocesadores y a los destinados a cubrir aplicaciones específicas. A continuación se citan las nomenclaturas de dichas generaciones:

- **COMA FIJA:** 'C1X', 'C2X', 'C2XX', 'C5X', 'C54X', 'C6X'.
- **COMA FLOTANTE:** 'C3X', 'C4X'.
- **MULTIPROCESADOR:** 'C8X'.
- **APLICACIÓN ESPECÍFICA:** 'AV1XX', 'AV2XX', 'AV4XX'.

En la figura 1.1 se representa gráficamente la cronología de una de las actuales series derivadas del TMS320, la C6000, que es la evolución del modelo 'C6210' que salió al mercado el año 1997.

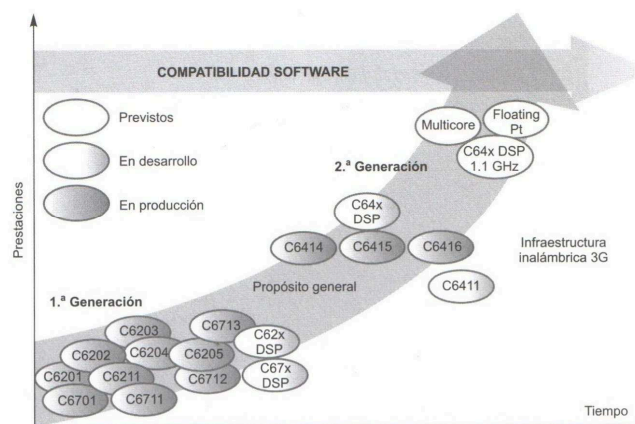


Figura 1.9. Evolución y modelos de la serie C6000, más de 15 años después de la salida al mercado del primer TMS320.

Cabe destacar que el TMS320C4X diseñado y producido por Texas Instruments, surge con ciertas ventajas frente al resto de los procesadores, ya que éste tiene la posibilidad de ser escalable; es decir, que puede trabajar en paralelo con otros dispositivos similares.

Cada una de las generaciones dispone de la misma arquitectura de la CPU y responde al mismo juego de instrucciones básico. Las diferencias entre los modelos se basan principalmente en los tipos y capacidades de las memorias, así como los recursos y periféricos auxiliares que poseen.

Con referencia a los modelos 'C54X', que son muy representativos, la arquitectura que poseen es tipo Harvard mejorada, y está dotada de un bus para las instrucciones, tres para los datos y cuatro para las direcciones. La posibilidad de superar los 100 MIPS junto a su bajo consumo, les hacen muy apropiados para los sistemas de comunicación de datos y telefonía.

El repertorio de instrucciones altamente especializado optimiza tanto la implementación de los algoritmos como la utilización de lenguajes de alto nivel, soportando algunas instrucciones dos y tres operandos de 32 bits. El camino de datos se refuerza con un multiplicador hardware de 17 x 17 bits que realiza multiplicaciones de 16 bits con y sin signo. También existe un sumador de 40 bits que al estar colocado a la salida del multiplicador permite ejecutar la operación de multiplicar y acumular (MAC) en el mismo tiempo. En la figura 1.10. se muestra el esquema general simplificado de la arquitectura de esta familia.

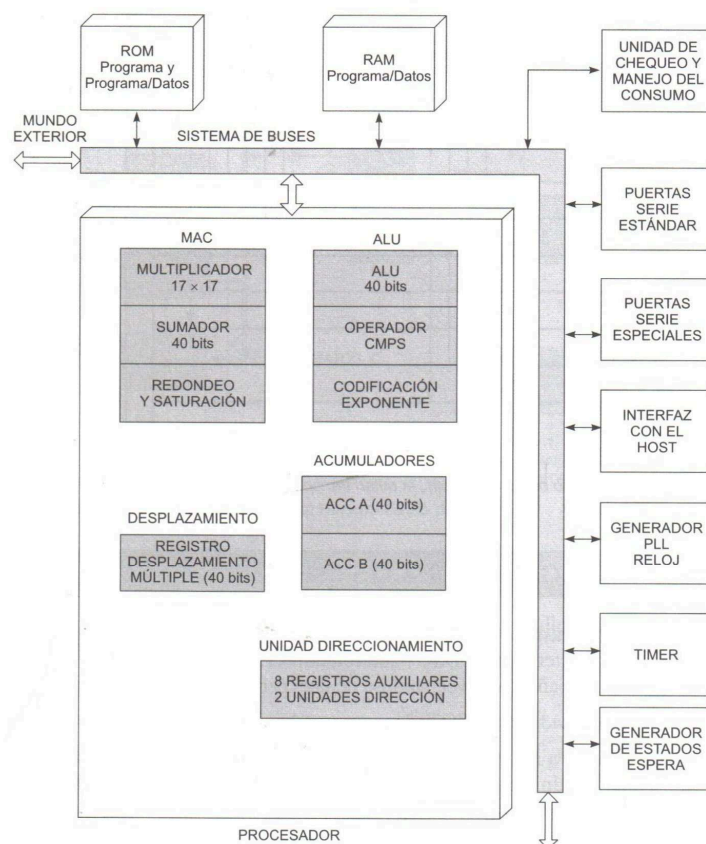


Figura 1.10. Arquitectura general simplificada de los modelos TMS320C54X de la familia DSP de Texas Instruments.

Actualmente, el fabricante Texas Instruments ofrece cinco clases diferentes de DSP. En primer lugar ofrece un grupo denominado C6000™ multinúcleo, diseñados para aplicaciones como sistemas ultrasonidos, resonancias magnéticas (MRI) o radares militares. El siguiente grupo que nos ofrece el fabricante es el C6000™ alto rendimiento para biométrica de huellas dactilares, mezcladores de audio, analizadores de señales vectoriales o sistemas ultrasonidos. Disponemos de otro grupo llamado C5000™ de muy bajo consumo para aplicaciones tales como lectura de huellas dactilares, inhibición de ruido o multímetros digitales. También nos ofrece una variedad de DSP específicos para el tratamiento de señales de video a la que el fabricante denomina procesadores de video DaVinci™. Finalmente Texas Instruments nos ofrece los microcontroladores en tiempo real C2000™ de 32 bits para aplicaciones como control digital de motores, sistemas de energías renovables, convertidores digitales, sistemas de iluminación adaptativa, aplicaciones automovilísticas o comunicaciones en líneas de transporte de energía eléctrica.

2. Comparación de características

2.1. Microcontroladores y DSP: Analogías y diferencias

Cuando la tecnología permitió implementar sobre un chip todos los componentes necesarios para construir un computador digital junto a recursos complementarios, apareció el *microcontrolador*. De esta forma se puede definir un microcontrolador como un circuito integrado que contiene un computador digital y ciertos recursos auxiliares. Normalmente dicho computador tiene recursos limitados, es de propósito general y suele estar «incrustado» o «embebido» en el producto al que controla. Un DSP es un circuito integrado que contiene un microcontrolador especializado en el tratamiento de las aplicaciones derivadas del procesamiento de las señales analógicas.

¿Qué diferencias existen entre los microcontroladores convencionales y los DSP? Aparentemente muy pocas. Técnicamente las diferencias entre estos dos procesadores digitales son escasas y, además, tienden a disminuir por las dos razones siguientes:

1. Los fabricantes de DSP enfocan su política de ventas hacia el abastecimiento de las áreas convencionales y de consumo masivo, ofreciendo modelos sencillos, baratos y competitivos.
2. Los fabricantes de microcontroladores convencionales están potenciando la arquitectura de sus productos, incluyendo en sus modelos de alto nivel recursos propios de los DSP. Con este planteamiento intentan introducirse en el floreciente mercado de las aplicaciones básicas del procesamiento digital de señales analógicas.

Sin embargo, y a pesar del interés comercial de la convergencia de microcontroladores de propósito general y DSP, los recursos arquitectónicos específicos que requieren estos últimos y que se comentan a continuación impone una barrera entre los dos tipos de procesadores digitales.

Microcontrolador		DSP
Set de instrucciones multiciclo	↔	Set de instrucciones de un solo ciclo
Multiplicación multiciclo	↔	Multiplicación en un solo ciclo
8 o 16 bits	↔	16/32 bits coma fija o flotante
Memoria RAM limitada (incorporada)	↔	Memoria RAM grande (incorporada)
Punteros a datos restringidos	↔	Gran número de punteros a datos
Ancho de banda y algoritmos limitados	↔	Gran velocidad y algoritmos complejos

Figura 2.1. Tabla comparativa de las características esenciales de los microcontroladores convencionales y los DSP.

2.2. Recursos específicos

En lo referente al hardware del procesador DSP existen tres aportaciones que lo caracterizan:

I) Arquitectura de memoria de acceso múltiple

La necesidad de leer varios datos a la vez con el objetivo de acelerar la implementación de algoritmos exige el acceso múltiple a la memoria, como sucede con la arquitectura Harvard, que está basada en la existencia de dos memorias independientes, una para instrucciones y otra para datos. Cada una dispone de sus propios buses, posibilitando el acceso en paralelo de ambas (Figura 2.2.).

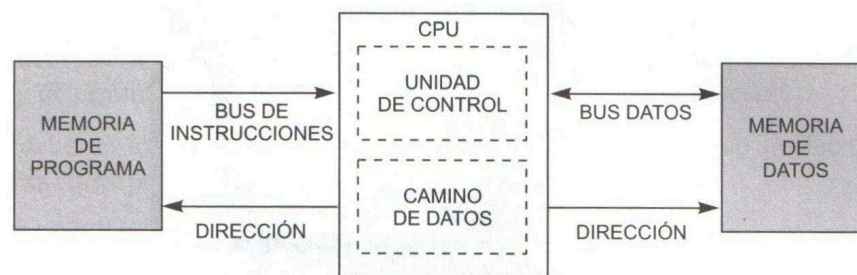


Figura 2.2. La arquitectura Harvard se caracteriza por disponer de dos memorias independientes para datos e instrucciones, lo que fomenta el acceso simultáneo.

II) Multiplicadores hardware muy rápidos

Se trata de un recurso imprescindible en los DSP puesto que los algoritmos de trabajo más usuales están basados en multiplicaciones.

III) Dispositivos auxiliares integrados en el propio circuito integrado

Los conversores A/D y D/A, los comparadores, entradas de señales analógicas, puertos de comunicación y otros recursos que son necesarios en el tratamiento de las señales a las que se destinan los DSP.

En cuanto a las novedades más importantes que incorporan los DSP al software básico de la máquina, destacan los siguientes:

- a) Instrucciones aritméticas muy potentes y rápidas derivadas del multiplicador especial. Por ejemplo, en los DSP es habitual la instrucción MAC que multiplica dos operandos, la salida del multiplicador es sumada junto con el valor almacenado en el acumulador y el resultado es almacenado de nuevo en el acumulador.
- b) Los DSP disponen de modos de direccionamiento de operandos muy específicos que combinan la generación aleatoria de direcciones con el autoincremento o autodecremento de punteros. De esta forma, se optimiza la localización de operandos en determinados algoritmos.
- c) El repertorio de instrucciones máquina cuenta con algunas muy potentes destinadas al control del flujo del programa. Por ejemplo, pueden existir instrucciones que permitan realizar multiplicaciones entre bloques de datos y bloques de coeficientes de forma repetitiva y lineal.

De lo expuesto se deducen algunas diferencias significativas de los DSP frente a los microcontroladores convencionales CISC de repertorio de instrucciones complejo. La principal proviene de la arquitectura que poseen estos últimos, que es la de Von Neumann en la que sólo existe una memoria para contener los datos y las instrucciones y que impide el acceso simultáneo a ambos tipos de información.

La ALU de los microcontroladores sólo realiza las operaciones básicas aritméticas y si hay modelos que ejecutan multiplicaciones es a costa de consumir bastante tiempo y muchos recursos. Además, las instrucciones de los microcontroladores CISC están implementadas en microcódigo en la Unidad de Control, mientras que los de DSP son más veloces al implementarse directamente en hardware, como sucede con la multiplicación. Sin embargo, los DSP no suelen incluir en el chip memoria caché de primer nivel ni Unidad de Manejo de Memoria, como contienen algunos microcontroladores de propósito general.

En cuanto a los microcontroladores convencionales tipo RISC, como los PIC, emplean la arquitectura Harvard pero su juego de instrucciones es muy básico y reducido y, por lo general, no incluye la multiplicación.

DSP	Microcontrolador CISC	Microcontrolador RISC
Harvard (memoria de datos + memoria instrucciones)	Von Neumann (memoria única: instrucciones + datos)	Harvard (memoria datos + memoria instrucciones)
Juego de instrucciones muy potente	Juego de instrucciones complejas	Juego de instrucciones básico
Multiplicación por hardware: rápida	Multiplicación por microcódigo: lenta	No incluye multiplicación

Figura 2.3. Tabla comparativa entre las arquitecturas de los microcontroladores convencionales RISC, CISC y los DSP.

2.3. Alternativas a los DSP

En esta obra se va a utilizar un modelo concreto de DSP pero existen otras alternativas a la implementación de este tipo de aplicaciones, por lo que se intenta demostrar la conveniencia de los DSP frente a ellas.

2.3.1 Circuitos electrónicos analógicos

Los sistemas electrónicos analógicos que desde un principio se han utilizado en el procesamiento de las señales analógicas ofrecen los siguientes inconvenientes:

a) Son inestables

Los componentes de los circuitos analógicos (resistencias, condensadores, transistores, AD, etc.) son sensibles a parámetros del entorno, como la temperatura de funcionamiento, la edad de los mismos, etc.

b) No son programables

Los sistemas analógicos están diseñados para un rango de valores de entrada para los cuales generan las salidas una vez completado el procesamiento matemático. Si varían los rangos de entrada, habrá que cambiar los valores de los componentes, lo cual resulta muy complicado. Con los DSP la adaptación a las nuevas condiciones se logra mediante la modificación del software.

c) No son reprogramables

Están diseñados para trabajar en un escenario concreto y toda modificación requiere la variación del circuito.

d) Muy voluminoso

El DSP es un pequeño circuito integrado.

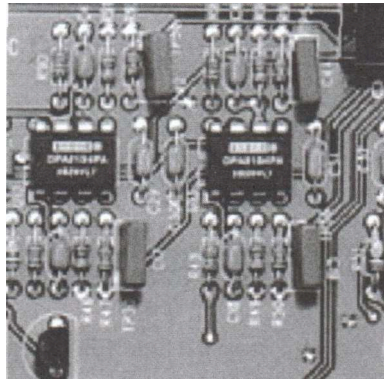


Figura 2.4. Circuito electrónico analógico con amplificadores operacionales.

e) Dificultad para la corrección de errores

En la recepción o transmisión de datos es vital la detección y la corrección de errores. Los DSP permiten la inclusión y manejo de códigos para la corrección de errores de transmisión.

f) Falta de repetitividad

Debido a las tolerancias de los componentes que conforman el circuito analógico, carecen de precisión en la respuesta. Para determinar su rendimiento se necesita una operación de ajuste y puesta a punto, que no se requiere en un procesador digital que para la misma entrada siempre producirá la misma salida.

2.3.2. Procesadores digitales de propósito general mejorados

Se hace referencia a los microprocesadores de última generación como el Pentium, el PowePC620, el MIPS R10000, el Alpha y el UltraSPARC, que tienen capacidades similares e incluso superiores a los DSP. Sólo pueden ser eficaces para aplicaciones sencillas de DSP en las cuales tienen la ventaja de disponer de librerías y programas potentes, muy desarrollados a nivel de lenguaje de alto nivel (HLL).



Figura 2.5. Uno de los microprocesadores más popular y potente es el Pentium 4.

3. Elección del dispositivo

3.1. Microcontrolador C2000™ de Texas Instruments

Tras estudiar todas las características de los DSP y microcontroladores más utilizados de una de las marcas más especializadas en estos temas como es Texas Instruments me he decantado por la serie de microcontroladores C2000™ de dicha marca. Parece contradictorio a estas alturas, después de haber comparado las características de los microcontroladores frente a los DSP y haber llegado a la conclusión de que los DSP son los más indicados para esta finalidad, decantarse por un microcontrolador aún sabiendo sus deficiencias. Pues bien, esta familia de microcontroladores comercializada por el fabricante mencionado anteriormente, Texas Instruments, ha sido diseñada subsanando varias de las deficiencias más destacadas en los microcontroladores. Una de ellas es que soporta 32 bits en vez de 8 o 16 bits que poníamos anteriormente. Si a esto añadimos que acepta tanto coma fija como coma flotante y que tiene arquitectura Harvard, que como ya hemos mencionado anteriormente, permite el acceso en paralelo tanto a la memoria de programa como a la memoria de datos, se puede decir que esta familia de microcontroladores combina el funcionamiento de los DSP con la integración de los microcontroladores.

Cabe destacar que esta familia de microcontroladores ha sido diseñada para cubrir unas necesidades industriales como son el control en tiempo real, muy importante para este proyecto ya que sin este tipo de dispositivos sería prácticamente imposible desarrollarlo debido a que la base de la que parte el control vectorial es precisamente querer controlar en cada instante el estado del motor como profundizaremos más adelante.

3.2 Características

3.2.1. Especificaciones

En primer lugar, cabe destacar que la tecnología elegida para este dispositivo es la denominada CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) obteniendo de esta manera una frecuencia de reloj de hasta 150 MHz (ciclo de reloj de 6,67 nanosegundos). El núcleo es de 1,8 / 1,9 voltios y sus entradas y salidas diseñadas a una tensión de 3,3 voltios.

A continuación, nos centraremos en la parte más importante, el núcleo. Dispone de un núcleo de 32 bits C28x™ el cual contiene un multiplicador con capacidad para 32 bits. Esta es una de las cualidades más características para funciones de complejos cálculos, como la que vamos a desarrollar en este proyecto. También contiene una unidad aritmético lógica la cual se encarga de calcular operaciones aritméticas (como suma, resta, multiplicación, etc.) y operaciones lógicas (sí, y, o, no) entre dos números. Como todos los circuitos digitales, contiene lo que denominamos “timer” encargado de marcar los tiempos para que actúen los distintos dispositivos. Incluye también una unidad de 32 bits para la coma flotante en la que se incluyen órdenes como la división y raíz cuadrada, los algoritmos de Clark y Park que se detallarán más adelante y la transformada de Fourier. Finalmente, el C28x™ incorpora un interfaz de muestreo en tiempo real JTAG y una unidad VCU la cual incluye órdenes para su buen funcionamiento con matemática compleja, por ejemplo.

Como se puede observar en la figura 3.1, se diferencia bastante bien que tiene una estructura Harvard, ya que dispone de tres memorias independientes (Flash, RAM y Boot ROM) controladas paralelamente mediante un bus de memoria. Exactamente, tanto en el modelo F28334 como el F28335 incorpora una SARAM™ (Sequential Access / Random Access Memory) de 34 K y una memoria Flash de 128 K en el modelo F28334 y de 256 K en el modelo F28335. También incorpora una OTP ROM (One time Programmable ROM) de 1 K. Respecto a la Boot ROM señalar que es de 8K con software para modos Boot (via SCI, SPI, CAN, I2C, McBSP, XINTF, y entradas/salidas paralelas). Además incorpora una unidad de control de acceso directo de memoria (DMA) de 6 canales.

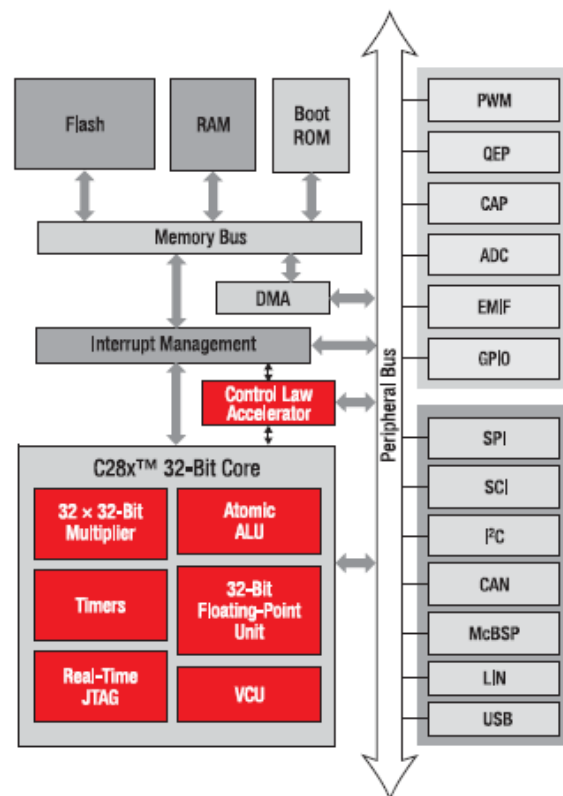


Figura 3.1. Arquitectura del Microprocesador C2000™ con núcleo C28x Delfino™ con coma flotante.

Respecto al reloj y el sistema de control soporta cambios dinámicos PLL (Phase-Locked Loop). La CPU incorpora 3 temporizadores de 32 bits. Destacar que el oscilador está incorporado en el propio chip, además de que tiene un módulo llamado “watchdog timer” cuya función es la de monitorear el estado de ciclo del timer y de así verificar si se está haciendo un uso correcto de los datos analizados.

Por otro lado, este dispositivo tiene 64 pines de propósito general GPIO (General Purpose Input/Output) los cuales se pueden conectar a uno de los ocho interruptores externos de los que dispone. Además incorpora un bloque de expansión de interrupción periféricos (PIE).

Respecto al control mejorado de periféricos, este dispositivo contiene hasta 18 salidas PWM, hasta 6 salidas de modulación PWM de alta resolución (HRPWM) lo que permite una resolución de 150 picosegundos. Dispone también de hasta 6 entradas de captura de eventos y hasta 2 Interfaces de codificador en cuadratura para una fácil realimentación en control de motores. Finalmente, también dispone de 8 temporizadores de 32 bits y 9 temporizadores de 16 bits.

Este dispositivo tiene también la opción de comunicación mediante puerto de serie, concretamente incorpora 2 módulos CAN, 3 módulos SCI (UART), 2 módulos McBSP (configurables con SPI), 1 módulo SPI y 1 bus I2C.

Lo que hace diferente a este modelo (F2833X) del otro modelo que nos ofrece el fabricante (C2834X) es que incorpora el conversor analógico/digital en el propio dispositivo mientras que en el modelo C2834X se tiene que añadir como periférico. Exactamente, incorpora 16 canales de 12 bits con una velocidad de conversión de 80 nanosegundos, un multiplexador de 2 x 8 canales de entrada, 2 módulos de muestreo y captación y acepta conversión única o simultánea.

También tiene 88 entradas/salidas GPIO multiplexadas, programables individualmente con filtrado de entrada. Además, el fabricante añade un compilador/ensamblador/conector C/C++ y librerías de software para control digital de motores y líneas digitales.

3.2.2. Aplicaciones

El fabricante nos indica varias aplicaciones para las que puede ir destinada esta familia de microcontroladores. Algunas de ellas son energías renovables (solar, eólica...), control digital de motores (electrodomésticos, unidades industriales, medicina), iluminación inteligente con leds, fuentes de señal digital (telecomunicaciones y rectificadores del servidor, estaciones Wireless, dispositivos de alimentación eléctrica ininterrumpida (UPS)), automoción (sistemas Star/Stop, coches eléctricos, radar de asistencia al conductor, limpiaparabrisas, climatización) y líneas de comunicación.

3.2.3. Aislamiento Wireless

Respecto a las opciones de periféricos disponibles, se han mencionado anteriormente todo de lo que dispone pero me ha parecido relevante comentar un periférico que presenta Texas Instruments para estos dispositivos, el cual tiene la finalidad de control de motores en alta tensión con aislamiento Wireless.

El aislamiento es la técnica de separar dos componentes de un dispositivo eléctrica y físicamente. El aislamiento físico se lleva a cabo normalmente por razones de seguridad. El aislamiento eléctrico, que es lo que se pretende con este periférico, se refiere a la eliminación de corrientes de fuga entre dos aparatos eléctricos. En aplicaciones de control de motores, con aislamiento eléctrico se puede evitar dichas corrientes entre las líneas de potencia del sistema de control de los motores y el equipo de procesamiento.

Las corrientes de fuga que se han mencionado anteriormente son la fuente más común de ruidos en un sistema digital así como la causa más común de daños en los equipos de prueba. Dichas corrientes se generan cuando se conectan dos aparatos a diferente potencial.

Cuando esto ocurre, esa diferencia de potencial provoca una corriente la cual fluye entre los dos dispositivos. En aparatos de audio, tal como sistemas de sonido por ejemplo, a veces puede que se oiga un zumbido en los altavoces. En video, se puede ver en forma de barras, bandas visibles a diferentes brillos. En un entorno eléctrico,

esto puede ocurrir simplemente por tener dos dispositivos conectados mediante cable a diferentes tomas de corriente.

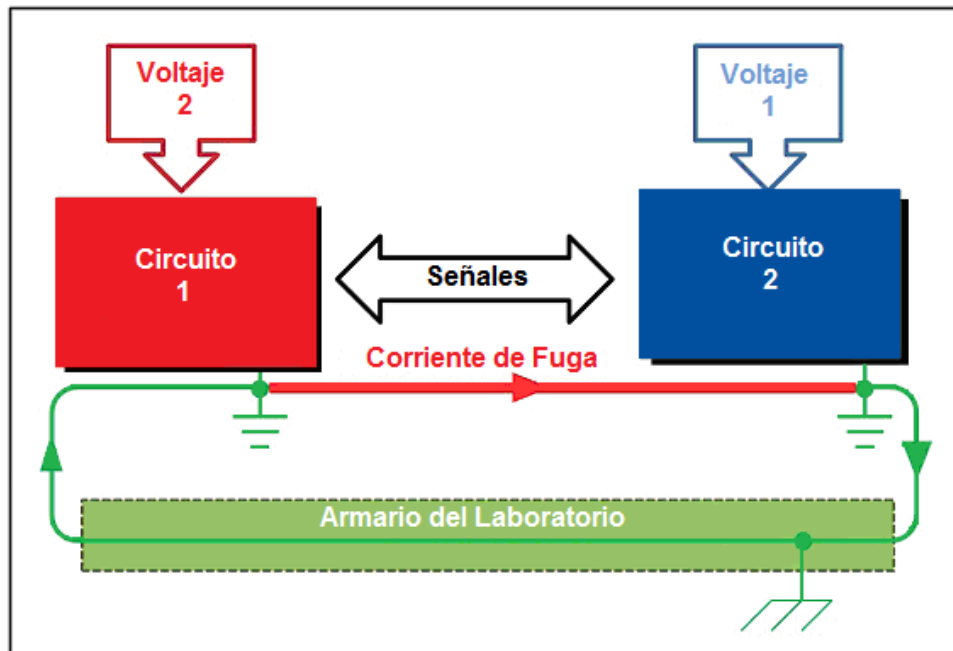


Figura 3.2. Ilustración de corriente de fuga.

En un control de motor típico, los motores suelen ser alimentados por 220 V en corriente alterna y entre 350 y 400 V en corriente continua. Ese voltaje puede estar también en el polo negativo, por eso prevenir dichas corrientes de fuga a tierra es extremadamente importante. Una fuga a tierra en este entorno puede provocar un voltaje no deseado que influya a todos los equipos de prueba conectados (ordenador, osciloscopio, etc.). El acto de añadir estos equipos de prueba es normalmente el culpable de generar las corrientes mencionadas y el por qué ocurren daños en el ordenador.

Existen varias opciones de aislamiento, incluyendo las implementaciones galvánicas (óptica, magnética, capacitiva, etc.).

El aislamiento óptico está bien posicionado y es rentable pero no tiene un buen funcionamiento a altas velocidades, tiene poca potencia y se degrada con el paso del tiempo.

En la industria, tiene más aceptación el aislamiento magnético (inductancias) ya que necesita menos potencia comparado con el óptico; sin embargo, son más sensibles a los ruidos electromagnéticos además de no ofrecer protección contra descargas electrostáticas.

Las soluciones capacitivas requieren bajas tensiones y no son susceptibles al ruido a pesar de no ofrecer protección en aplicaciones de altas potencias.

En definitiva, la aplicación Ethernet Wireless puede reducir e incluso llegar a eliminar los fallos de aislamiento. La separación física de la estación de procesamiento, el PC por ejemplo, y el emulador, hace que se consiga un buen funcionamiento eliminando las citadas corrientes entre aparatos (ver Figura 3.3).

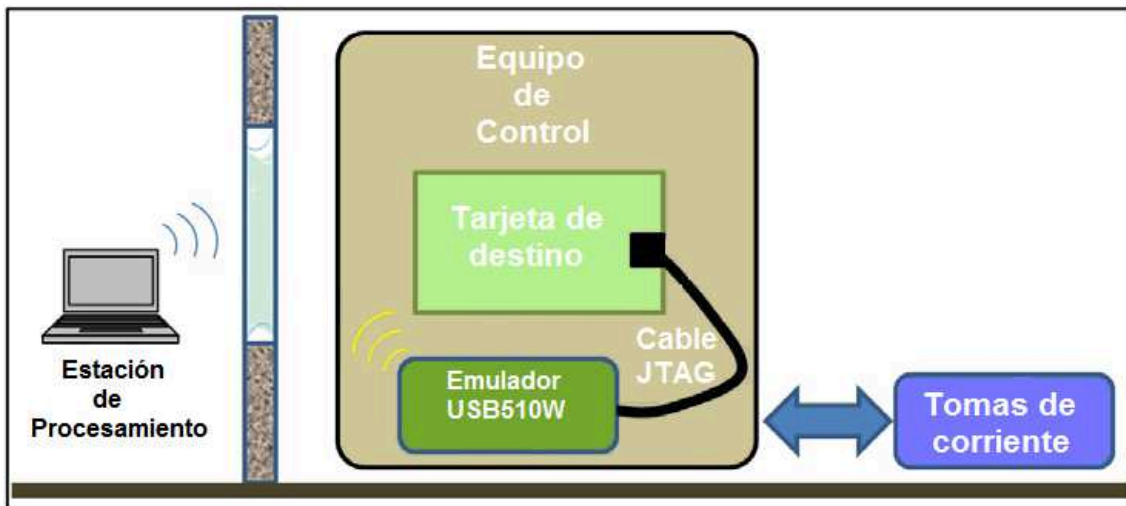


Figura 3.3. Esquema de la instalación del periférico Wireless.

4. Control Vectorial de motores de inducción

4.1. Introducción

A nivel industrial es bien conocido que la máquina rotativa más empleada para el manejo de procesos a velocidad constante es la máquina de inducción de jaula de ardilla dado que es altamente eficiente, libre de mantenimiento, sencilla, robusta y económica.

El avance en la electrónica de potencia ha facilitado la implementación de accionamientos eléctricos que permiten ajustar y variar la velocidad en el eje de la máquina de inducción logrando ejercer un control sobre el par y la velocidad, a su vez que se logra mantener el comportamiento dinámico de la misma en valores deseados.

En la actualidad, entre las técnicas que permiten el control independiente de la velocidad y del par en la máquina de inducción son el control directo del par y el control de campo orientado denominado control vectorial, las cuales logran el desacoplamiento que existe entre las bobinas de estator y del rotor, y que impide un comportamiento similar al de la máquina de corriente continua.

El control directo del par es una técnica poco utilizada debido a que se necesita estimar el flujo y el par en la máquina, además de un control sobre cada una de estas variables, haciendo que la técnica se vuelva más compleja representando mayores costos. El control vectorial por el contrario es más utilizado debido a su complicitad, dentro de este, en el método indirecto solamente se requiere estimar la posición angular de la máquina, la cual se obtiene de integrar la velocidad instantánea en el eje de la misma.

4.2. Teoría del motor de inducción trifásico

4.2.1. Motor de inducción trifásico

Estas son las máquinas más utilizadas en la industria hoy en día debido a su robustez y a su escaso mantenimiento, a pesar de que comparándolos con los motores de corriente continua los motores de inducción no son tan fáciles de controlar. Normalmente provocan unos picos de corriente en el arranque del motor muy elevadas, entre seis y ocho veces el valor de la corriente nominal. Sin embargo, con la ventaja del concepto de control vectorial, es posible desacoplar el par y el flujo, haciendo el control de los motores de inducción muy similar al de los motores de corriente continua.

4.2.2. Construcción del motor de inducción

El motor de corriente continua se llama motor de conducción debido a que la energía eléctrica se conduce directamente por la armadura a través de las escobillas y el conmutador. En el caso de los motores de inducción, el rotor recibe la energía mediante inducción, de la misma manera que el secundario de un transformador recibe la energía del primario. Es por esto por lo que este tipo de motores se tratan como un transformador rotatorio, donde el primario es estacionario pero el secundario gira libremente. Este concepto es el utilizado para desarrollar el circuito equivalente de los motores de inducción.

El tipo de motor de inducción más utilizado es el denominado motor de inducción de jaula de ardilla (figura 4.1). El rotor consiste en un núcleo laminado con unas barras paralelas para llevar los conductores del rotor, las cuales son normalmente fuertes barras de cobre, aluminio o aleaciones. Estas barras están soldadas o atornilladas a dos aros para de esta manera generar un cortocircuito entre todas las barras y así tener por donde circular la corriente inducida en esas barras y poder generar el par necesario para que la máquina gire. Normalmente las barras no son paralelas al eje, tienen un pequeño ángulo con el fin de aumentar la resistencia del rotor debido al incremento de la longitud de dichas barras y un incremento del deslizamiento para un par dado. Esa inclinación son solamente ventajas ya que reduce el ruido magnético mientras el motor está en funcionamiento y reduce la tendencia a bloquearse debido a lo que se denomina “pegado magnético”.



Figura 4.1. Rotor de un motor de jaula de ardilla en el que se aprecian las barras y la pequeña inclinación mencionada anteriormente.

4.2.3. Modelo dinámico de la máquina de inducción

Existen muchas formas posibles para representar los fenómenos transitorios de las máquinas eléctricas. El método vectorial es una simple pero precisa formulación matemática, que permite visualizar los fenómenos físicos de las variables. En este caso, el devanado del estator de la máquina tiene los ejes magnéticos de sus fases distribuidos simétricamente desplazados 120° eléctricos entre sí, se asume que la distribución espacial del campo y de la fuerza magnetomotriz son ondas sinusoidales. Además, se considera una máquina magnéticamente lineal; es decir, no se consideran los efectos de saturación e histéresis. Por otro lado, el eje del rotor está dispuesto perpendicularmente al campo complejo generado por las corrientes del estator. Para una mejor descripción de la máquina, se pueden definir los vectores espaciales de corriente, tensión y flujo de la siguiente forma:

$$\vec{i} = \frac{2}{3} \cdot (i_a + e^{j\frac{2}{3}\pi} \cdot i_b + e^{-j\frac{2}{3}\pi} \cdot i_c) \quad (\text{Ec. 4.1})$$

$$\vec{v} = \frac{2}{3} \cdot (v_a + e^{j\frac{2}{3}\pi} \cdot v_b + e^{-j\frac{2}{3}\pi} \cdot v_c) \quad (\text{Ec. 4.2})$$

$$\vec{\psi} = \frac{2}{3} \cdot (\psi_a + e^{j\frac{2}{3}\pi} \cdot \psi_b + e^{-j\frac{2}{3}\pi} \cdot \psi_c) \quad (\text{Ec. 4.3})$$

El término $2/3$ permite la proyección de los vectores sobre los ejes magnéticos de las fases y corresponde al valor instantáneo de las corrientes, tensiones y flujos en esas fases. Se denota para las ecuaciones del estator con el subíndice s y las ecuaciones del rotor con el subíndice r .

4.2.3.1. Modelo de la máquina referido a su propio sistema de coordenadas

$$\text{Ecuación vectorial del estator} \quad \vec{v}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (\text{Ec. 4.4})$$

$$\text{Ecuación vectorial del rotor} \quad \vec{v}_r = 0 = R_r \cdot \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} \quad (\text{Ec. 4.5})$$

4.2.3.2. Modelo de la máquina referido a un sistema de coordenadas rotatorias

Se denotan las ecuaciones del estator y rotor en un eje de coordenadas rotatorias como ST y RT , respectivamente. Además se definen:

La velocidad del eje del rotor, $\omega_r = d\gamma/dt$ siendo γ la posición del rotor respecto al estator.

La velocidad del campo giratorio con respecto al estator, $\omega_s = d\theta/dt$ siendo θ la posición del campo giratorio con respecto al estator.

La velocidad del campo giratorio con respecto al rotor, $\omega_2 = \omega_s - \omega_r$.

Desarrollando las ecuaciones (Ec. 4.4) y (Ec. 4.5) se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\text{Ecuación vectorial del estator} \quad \vec{v}_{ST} = R_S \cdot \vec{i}_{ST} + \frac{d\vec{\psi}_{ST}}{dt} + j \cdot \omega_S \cdot \vec{\psi}_{ST} \quad (\text{Ec. 4.6})$$

$$\text{Ecuación vectorial del rotor} \quad \vec{v}_{RT} = R_R \cdot \vec{i}_{RT} + \frac{d\vec{\psi}_{RT}}{dt} + j(\omega_S - \omega_R) \cdot \vec{\psi}_{RT} \quad (\text{Ec. 4.7})$$

Donde:

$$\text{Tensión inducida por la variación de flujo en el estator: } \frac{d\vec{\psi}_{ST}}{dt}$$

$$\text{Tensión de rotación en el estator: } j \cdot \omega_S \cdot \vec{\psi}_{ST}$$

$$\text{Tensión inducida por la variación de flujo en el rotor: } \frac{d\vec{\psi}_{RT}}{dt}$$

$$\text{Tensión de rotación en el rotor: } j \cdot \omega_2 \cdot \vec{\psi}_{RT}$$

Los enlaces de flujo son los siguientes:

$$\vec{\psi}_{ST} = L_S \cdot \vec{i}_{ST} + L_H \cdot \vec{i}_{RT} \quad (\text{Ec. 4.8})$$

$$\vec{\psi}_{RT} = L_R \cdot \vec{i}_{RT} + L_H \cdot \vec{i}_{ST} \quad (\text{Ec. 4.9})$$

$$L_S = L_{\sigma S} + L_H \quad (\text{Ec. 4.10})$$

$$L_R = L_{\sigma R} + L_H \quad (\text{Ec. 4.11})$$

Donde:

L_S : inductancia del estator.

L_R : inductancia del rotor.

L_H : inductancia magnetizante.

$L_{\sigma S}$: inductancia de dispersión del estator.

$L_{\sigma R}$: inductancia de dispersión del rotor

Finalmente, la ecuación mecánica del motor viene dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{J}{P} \cdot \frac{d\omega_R}{dt} = T_e - T_c \quad (\text{Ec. 4.12})$$

Siendo:

J : Momento de inercia total del sistema.

P : Número de pares de polos.

T_e : Par eléctrico.

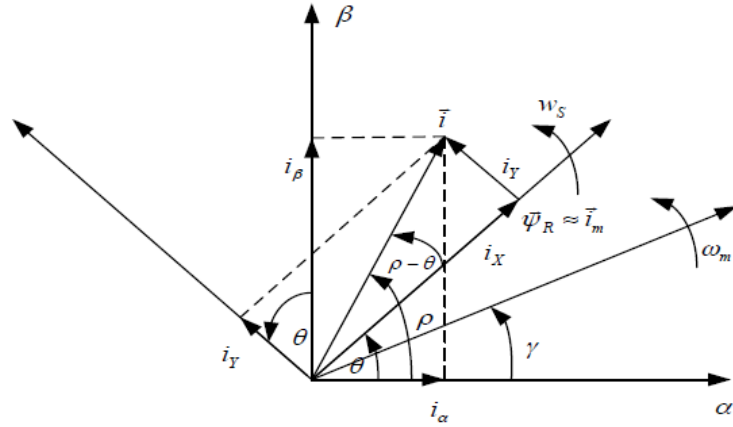


Figura 4.3. Diagrama fasorial de la máquina asíncrona en coordenadas de campo.

Como se puede observar en la figura anterior, si orientamos el eje de referencia X con el flujo del rotor, se obtiene lo siguiente:

$$\psi_{RT} = \psi_{RX} + j\psi_{RY} \quad (\text{Ec. 4.17})$$

$$\psi_{RY} = 0 \quad \psi_{RX} = \left| \vec{\psi}_{RT} \right| \quad (\text{Ec. 4.18})$$

$$i_{RX} = \frac{\psi_{RX}}{L_R} - \frac{L_H}{L_R} \cdot i_{SX} \quad (\text{Ec. 4.19})$$

$$i_{RY} = -\frac{L_H \cdot i_{SY}}{L_R} \quad (\text{Ec. 4.20})$$

$$\vec{\psi}_{ST} = \vec{i}_{ST} \cdot L_S \left(1 - \frac{L_H^2}{L_R \cdot L_S} \right) + L_H \frac{\vec{\psi}_{RT}}{L_R} \quad (\text{Ec. 4.21})$$

e introduciendo el coeficiente de dispersión total, se obtiene:

$$\vec{\psi}_{ST} = \vec{i}_{ST} \cdot L_S \cdot \sigma + L_H \frac{\vec{\psi}_{RT}}{L_R} \quad (\text{Ec. 4.22})$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_H^2}{L_S \cdot L_R} \quad (\text{Ec. 4.23})$$

De esta manera, se obtiene para los vectores de flujo:

$$\vec{\psi}'_{RT} = L_H \frac{\vec{\psi}_{RT}}{L_R} \quad (\text{Ec. 4.24})$$

$$\vec{\psi}_{ST} = \vec{i}_{ST} \cdot L_S \cdot \sigma + \vec{\psi}'_{RT} \quad (\text{Ec. 4.25})$$

Asociando, para los acoplamientos inductivos, toda dispersión al estator, se obtiene el siguiente circuito equivalente:

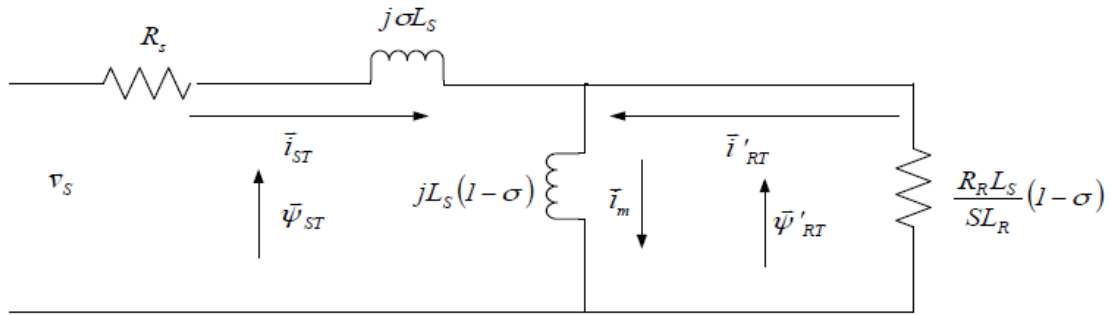


Figura 4.4. Circuito equivalente con la dispersión asociada al estator.

$$\text{donde } \vec{i}'_{RT} = \vec{i}_{RT} \frac{L_R}{L_H}$$

Del circuito de los acoplamientos se ha definido una corriente magnetizante ficticia \vec{i}_m , que es proporcional al flujo del rotor $\vec{\psi}_{RT}$ en zona lineal. Además se define $\tau_s = L_s/R_s$ como constante de tiempo del estator, y $\tau_r = L_r/R_r$ como constante de tiempo del rotor. De esta forma, se pueden reescribir las ecuaciones de la máquina como:

$$\vec{\psi}_{ST} = \vec{i}_{ST} \cdot \sigma \cdot L_s + \vec{i}_m \cdot (1 - \sigma) \cdot L_s \quad (\text{Ec. 4.26})$$

$$\vec{\psi}'_{RT} = \vec{i}_m \cdot (1 - \sigma) \cdot L_s \quad (\text{Ec. 4.27})$$

$$\vec{i}_m = i_{mx} + j \cdot i_{my} \quad (\text{Ec. 4.28})$$

$$\vec{i}_m = i_{mx} = i_m \quad (\text{Ec. 4.29})$$

$$\vec{i}_m = \vec{i}_{ST} + \vec{i}'_{RT} \quad (\text{Ec. 4.30})$$

$$\vec{i}_m = \vec{i}_{ST} + \vec{i}_{RT} \frac{L_R}{L_H} \quad (\text{Ec. 4.31})$$

$$\vec{i}_{RT} = \frac{L_H}{L_R} \left(\vec{i}_m - \vec{i}_{ST} \right) \quad (\text{Ec. 4.32})$$

Para el par electromagnético desarrollado por el motor se han obtenido la siguiente expresión:

$$T_e = \frac{3}{2} \text{Im}(\vec{\psi}_{ST} \cdot \vec{i}_{ST}) = -\frac{3}{2} \text{Im}(\vec{\psi}_{RT} \cdot \vec{i}_{RT}) \quad (\text{Ec. 4.33})$$

Finalmente, desarrollando las ecuaciones se obtiene el siguiente modelo de la máquina de inducción referido a un sistema de referencia con orientación de campo:

$$\tau_s \cdot \sigma \frac{di_{SX}}{dt} + i_{SX} = \frac{v_{SX}}{R_s} + \omega_s \cdot \tau_s \cdot i_{SY} \cdot \sigma - (1 - \sigma) \cdot \tau_s \frac{di_m}{dt} \quad (\text{Ec. 4.34})$$

$$\tau_s \cdot \sigma \frac{di_{SY}}{dt} + i_{SY} = \frac{v_{SY}}{R_s} + \omega_s \cdot \tau_s \cdot i_{SX} \cdot \sigma - (1 - \sigma) \cdot \omega_s \cdot \tau_s \cdot i_m \quad (\text{Ec. 4.35})$$

$$\tau_R \frac{di_m}{dt} + i_m = i_{SX} \quad (\text{Ec. 4.36})$$

$$\omega_s = \frac{i_{SY}}{i_m \cdot \tau_R} + \omega_m \quad (\text{Ec. 4.37})$$

$$\frac{J}{P} \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot i_m \cdot i_{SY} - T_c \quad (\text{Ec. 4.38})$$

Considerando que la máquina es alimentada por corriente, esto quiere decir que las ecuaciones (Ec. 4.34) y (Ec. 4.35) no son necesarias, puesto que ya se conocen las componentes de la corriente en el estator. Entonces, a partir de las ecuaciones (Ec. 4.36) y (Ec. 4.38) se obtiene el diagrama de bloques de la máquina de inducción que se muestra a continuación:

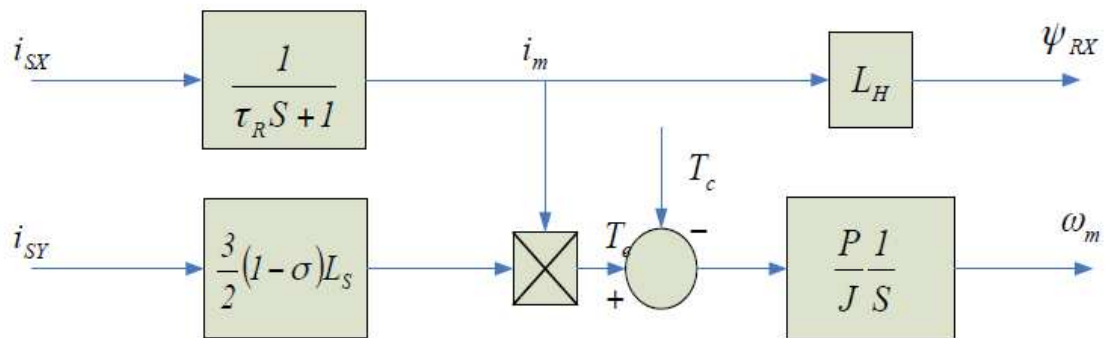


Figura 4.5. Diagrama de bloques de la máquina de inducción.

De acuerdo al diagrama de bloques anterior, la corriente del estator en el eje X controla la componente de flujo del rotor, mientras que la corriente en el eje Y controla la componente de par. Este diagrama constituye la base del control vectorial.

4.3. Características del control vectorial

Esta técnica se basa en extrapolar la técnica de control de motores de corriente continua al ámbito de los motores de inducción. Para ello y debido a que una máquina de corriente alterna carece de dos bobinados desacoplados se recurre al expediente de referenciar el sistema trifásico alterno de corrientes estatóricas a un sistema de coordenadas no estacionario que gira sincrónicamente con el campo magnético rotatorio. En este nuevo sistema de referencia las corrientes estatóricas pueden ser tratadas como vectores rotatorios, de ahí el nombre de control vectorial o también control de campo orientado.

Como condiciones para realizar el control vectorial se requiere que el vector del flujo del rotor referido sea posicionado sobre el eje real logrando que la componente en el eje real sea igual al valor total del mismo y que la componente en el eje q sea cero.

De igual forma se debe mantener constante el flujo de manera que el par sea proporcional a la variación de la corriente en el eje q , obteniéndose así una ecuación similar a la del motor de corriente continua.

Existen básicamente dos técnicas diferentes de control vectorial; estas son directa e indirecta. El control vectorial directo se implementa a partir de la medición directa del módulo y la posición del vector espacial de flujo que se seleccione como referencia, mientras que el método indirecto hace uso de un modelo de la máquina que depende de sus parámetros, los que a su vez dependen de parámetros tales como la temperatura, la frecuencia y la saturación.

4.4. Tipos de control vectorial

4.4.1. Control vectorial directo

El control vectorial directo se basa en el modelo del motor en ejes de flujo de rotor, a través de un cambio de variable no lineal, las ecuaciones de estado de la máquina, que originalmente son no lineales y dependientes del tiempo, se transforman en lineales e independientes del tiempo. El sistema lineal resultante se controla utilizando técnicas de control lineal clásico. La técnica seleccionada busca que realice una linealización entrada-estado.

La diferencia entre estos controladores radica en que en el controlador vectorial directo sólo se incluyen en las ecuaciones de linealización los términos no lineales y dependientes del tiempo de las ecuaciones de estado de las variables eléctricas de la máquina, considerándose la velocidad mecánica como un parámetro. De hecho la ecuación del par es una relación no lineal entre el flujo y la corriente de par de la máquina, por lo que para realizar un control desacoplado del par y del flujo, es necesario mantener este último constante.

Por el contrario, la linealización exacta sistemática realiza una transformación no lineal del sistema completo reduciéndolo a un sistema lineal en forma normal; es decir, incluye tanto los términos lineales como los no lineales en las ecuaciones de transformación, resultando como sistema lineal equivalente una cadena de integradores.

Este hecho hace que las ecuaciones de la transformación no lineal para la linealizar el sistema sean mucho más complejas que las utilizadas en el control vectorial directo. Esta hace que si en la implantación en tiempo discreto no se tienen en cuenta los efectos del muestreo en dichas ecuaciones no lineales, el error cometido al mantenerlas constantes durante todo el periodo de muestreo es mucho mayor en el caso de la linealización sistemática del controlador vectorial, dando lugar a un peor comportamiento del sistema.

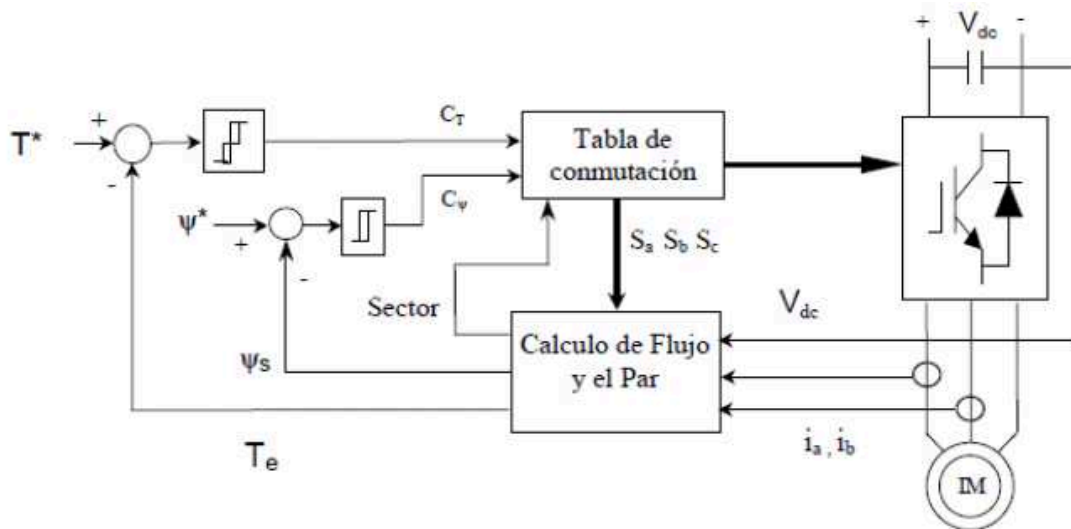


Figura 4.6. Diagrama de bloques del sistema de control directo de par (DTC).

4.4.2. Control vectorial indirecto

Un método de control de la máquina de inducción muy utilizado en la práctica debido a su facilidad de implantación es el control vectorial indirecto. En este controlador tanto el flujo de rotor como el par son controlados en bucle abierto, existiendo sólo un bucle de control en lazo cerrado para la velocidad de giro de la máquina.

En este controlador no es preciso estimar el vector de flujo del rotor. En su lugar se estima sólo la posición de dicho vector, lo cual se hace integrando su velocidad de giro, que se calcula a partir de la velocidad del rotor y la de deslizamiento.

En la figura 4.7. se representa la idea básica del control vectorial indirecto en lazo cerrado integrado por un controlador PID convencional para regular la respuesta, un control por voltaje donde se determinan las corrientes de referencia y el modelo matemático que simula el comportamiento de un motor de inducción.

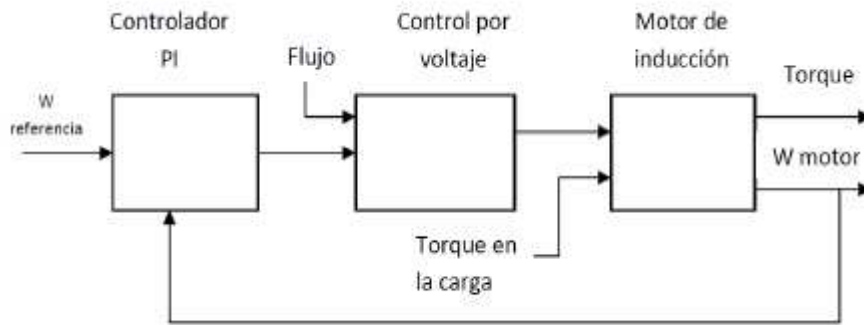


Figura 4.7. Esquema de control vectorial indirecto

Cuando el problema es regular la salida de un proceso alrededor de un valor de referencia, es natural tomar el error como una entrada, igualmente, su derivada e integral también pueden ser tenidas en cuenta como otras entradas adicionales. Entre los métodos más conocidos para el ajuste de los controladores PID convencionales están el de Ziegler-Nichols, ubicación de polos, optimización o autoajustados.

Si se puede obtener un modelo matemático de una planta, es posible aplicar diversas técnicas de diseño con el fin de determinar los parámetros del controlador que cumpla las especificaciones en estado transitorio y en estado estable del sistema en lazo cerrado. Sin embargo, si la planta es tan complicada que no es fácil obtener su modelo matemático, tampoco es posible un enfoque analítico para el diseño de un controlador PID. En este caso, se debe recurrir a los enfoques experimentales para la sintonización de los controladores PID.

El proceso de seleccionar los parámetros del controlador que cumplan con las especificaciones de desempeño se conoce como sintonización del controlador. Ziegler y Nichols sugirieron más reglas para sintonizar los controladores PID (lo cual significa establecer K_p , T_i y T_d) con base en las respuestas escalón experimentales o basadas en el valor de K_p que se produce en la estabilidad marginal cuando sólo se usa la acción de control proporcional. Las reglas de Ziegler-Nichols son muy convenientes cuando no se conocen los modelos matemáticos de las plantas.

4.5. Principio matemático del control vectorial

El control vectorial es la herramienta que permite controlar de forma óptima los parámetros del motor, al no considerar únicamente su funcionamiento estático ante la corriente trifásica. Fundamentándose en un modelo preciso del motor, considera de forma independiente la actuación sobre sus tres fases y expresa y maneja de forma compacta el resto de variables de fase gracias a la teoría del marco de referencia.

La teoría del marco de referencia se basa en la simplificación del modelo de variables de fase del motor, mediante la aplicación consecutiva de dos transformadores:

- 1) Debido a la conexión en estrella de las bobinas del estator, aparece una ligadura que nos permite convertir el sistema trifásico en un sistema de referencia ortogonal (Transformación de Clarke abc).

- 2) A continuación se aplica una rotación de ángulo igual a la posición angular de la fase en ese instante (Transformación de Park dq).

El control vectorial es el más complejo y el que requiere mayor potencia de cálculo. A su vez también es la que mejor control proporciona. El problema principal que presenta la conmutación sinusoidal es que intenta controlar directamente las corrientes que circulan por el motor, las cuales son intrínsecamente variables en el tiempo. Al aumentar la velocidad del motor, y por tanto la frecuencia de las corrientes, empiezan a aparecer problemas.

El control vectorial o *Field Oriented Control* (FOC) soluciona el problema controlando el vector de corrientes directamente en un espacio de referencia ortogonal y rotacional, llamado espacio D-Q (Direct-Quadrature).

Dicho espacio de referencia está normalmente alineado con el rotor de forma que permite que el control de flujo y par del motor se realice de forma independiente. La componente directa permite controlar el flujo y la componente en cuadratura el par.

Debido a que el vector de corrientes en el espacio de referencia D-Q es estático los filtros PI trabajan en continua y se eliminan por tanto los problemas frecuenciales de la conmutación sinusoidal (Figura 4.8.).

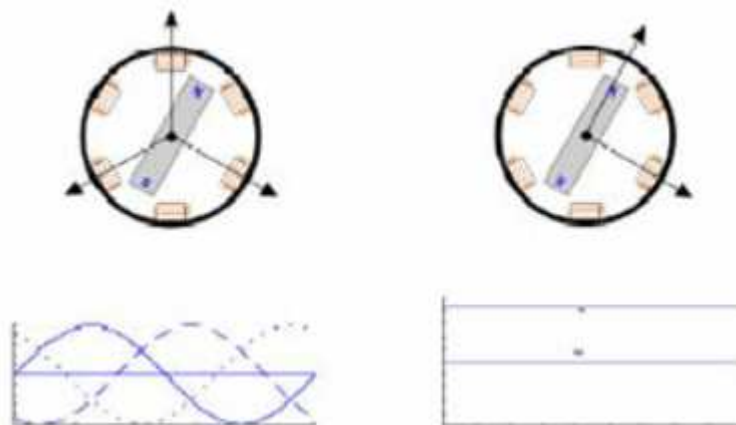


Figura 4.8. Comparativa entre el espacio estático de las bobinas y el espacio D-Q.

Para poder realizar este control es necesario transformar matemáticamente las medidas de las tres corrientes referidas al espacio estático de las bobinas del motor al espacio rotacional D-Q. Aunque esta transformación puede implementarse en un único paso, educacionalmente se divide en dos transformaciones con el fin de facilitar su comprensión.

4.5.1. Transformaciones matriciales. Clarke y Park

El vector I_s de corrientes mostrado en la Figura 4.9. es un vector formado por tres componentes sinusoidales, las cuales están englobadas dentro de un plano, que está formado por los ejes a, b y c, los cuales no son ortogonales. Con objetivo de simplificar las ecuaciones del motor, se realiza una transformación llamada Clarke, la cual transforma un sistema no ortogonal a un sistema ortogonal. En el caso tratado se transforma el vector I_{abcs} de tres componentes en un vector que tan solo tiene dos componentes, α y β , con valor numérico diferente de cero ya que la tercera componente es cero.

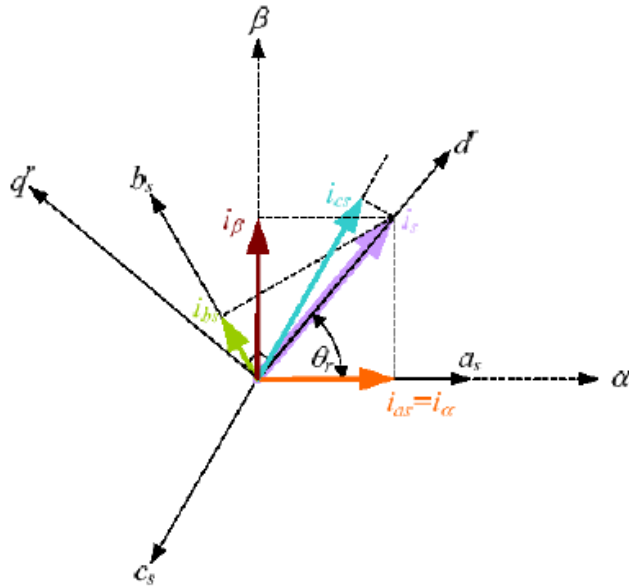


Figura 4.9. Representación del vector labcs y el efecto de la transformación de Clarke. Presencia de los ejes dr y qr al aplicar la matriz de giro.

La transformación de Clarke se realiza utilizando (Ec. 4.39) y (Ec. 4.40), sencillas ecuaciones que convierten labcs formada por tres vectores, contenidos en un plano, en un vector $i_{\alpha\beta}$ de tan solo dos componentes con valor diferente de cero y que pertenece a un sistema ortogonal.

$$i_0 = i_a + i_b + i_c = 0$$

$$i_{\alpha} = \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{1}{2} \cdot i_b - \frac{1}{2} \cdot i_c \right) \quad (\text{Ec. 4.39})$$

$$i_{\beta} = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_c \right)$$

$$i_0 = 0$$

$$i_{\alpha} = i_a$$

$$i_{\beta} = \frac{2 \cdot i_b + i_a}{\sqrt{3}} \quad (\text{Ec. 4.40})$$

La transformación de Clarke ha convertido un trifásico de corrientes, a 120° en un plano, a un sistema trifásico ortogonal. Además, es una transformación que no modifica el módulo del vector. Pero no resuelve el problema de la dependencia del ángulo θ_r .

La transformada del Park es la combinación de la transformada de Clarke y el giro. Transformada que convierte un sistema trifásico estacionario en un sistema trifásico ortogonal que gira en sincronismo con la θ_r del rotor. Además esta transformación se aplica en forma de matriz a cualquier variable v e i . Obsérvese el cambio de nomenclatura de las tensiones y corrientes, pues tan solo viene a ser un cambio de ejes y un giro, sencillas operaciones algebraicas y geométricas, pero con un claro significado físico. Las ecuaciones de la transformada de Park son las siguientes:

$$i_{0dq} = P(\theta_r)^{-1} \cdot i_{abcs} \quad (\text{Ec. 4.41})$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ \cos \theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 4.42})$$

- Transformada de Clarke – Transformación de un sistema de tres fases equiespaciados (a,b,c) a uno de dos fases ortogonales (α,β).

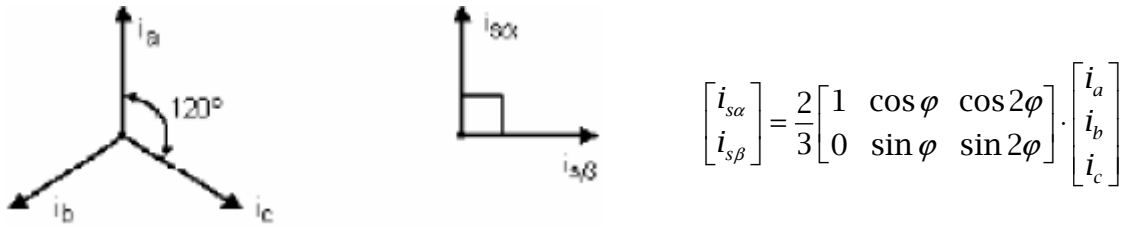


Figura 4.10. Transformación de Clarke.

- Transformada de Park – Transformación de un sistema ortogonal estacionario (α,β) a uno rotacional (d,q).

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Figura 4.11. Transformada de Park.

Al igual que en la conmutación sinusoidal es importante conocer la posición del rotor con exactitud. Un error en la estimación de ésta provocará que la componente directa y la componente cuadratura no estén completamente desacopladas.

Una vez aplicadas las dos transformaciones el control del motor se simplifica considerablemente. Dos filtros PI son utilizados para controlar la componente directa y cuadratura de forma independiente.

La componente en cuadratura es la única que proporciona par útil, por tanto, la referencia de la componente directa suele fijarse a cero. De esta forma se fuerza al vector de corrientes a situarse en la dirección de la componente de cuadratura maximizando la eficiencia del sistema. Posteriormente se realizan las transformadas inversas para regresar al espacio estacionario de las bobinas y se aplica la excitación correspondiente a cada una de las fases mediante modulación.

4.6. Control PWM

El objetivo de los inversores trifásicos con control PWM consiste en la obtención de tres tensiones senoidales, controlables en magnitud y frecuencia, a partir de una fuente de tensión continua de entrada. Para obtener tensión trifásica completamente equilibrada, las órdenes de control para los interruptores se generarán a partir de la comparación de una onda triangular, la cual se le denomina onda portadora, con tres ondas senoidales de la misma frecuencia (tres ondas moduladoras) y desfasadas entre sí 120° eléctricos como se puede observar en la siguiente gráfica.

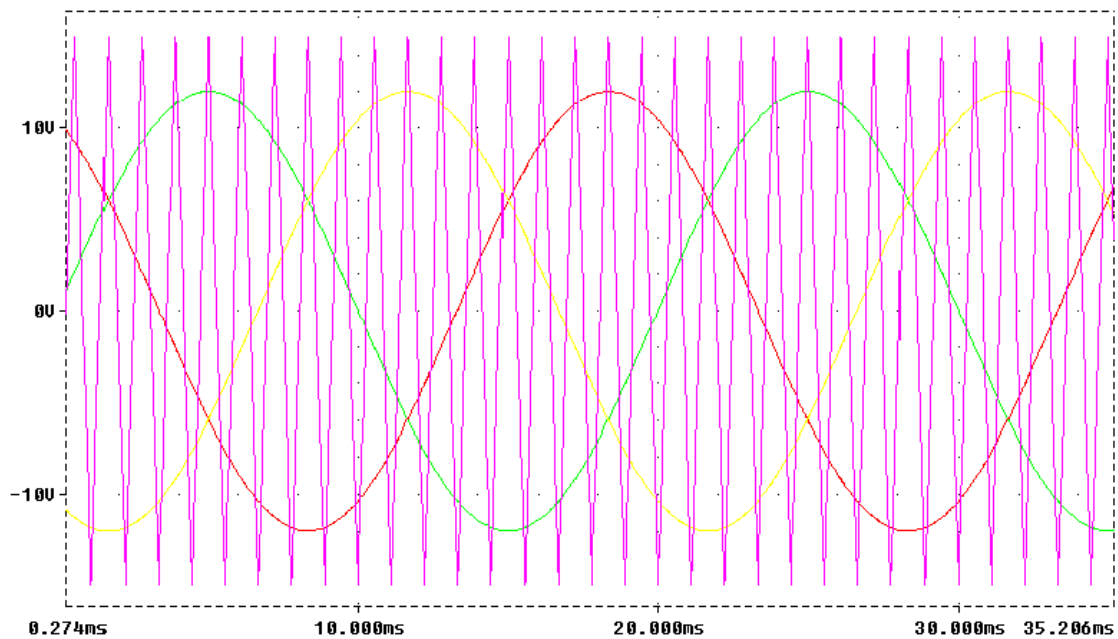


Figura 4.12. Ejemplo de ondas utilizadas en control PWM.

Las recomendaciones para este tipo de control respecto a los valores de los índices de modulación tanto de frecuencia (m_f) como de amplitud (m_a) se pueden resumir en las siguientes:

- Para valores bajos de m_f , con el objetivo de eliminar los armónicos pares, debe utilizarse m_f entero e impar.
- El valor de m_f debe ser múltiplo de 3, para eliminar los armónicos de amplitud más relevante.
- Las pendientes de la onda portadora y de la moduladora deben de ser contrarias a su paso por cero.
- Si se trabaja con sobremodulación, se deben de respetar los criterios expuestos para valores bajos de m_f , sin importar el valor de este.

En la zona lineal ($m_a \leq 1$) la amplitud del armónico de frecuencia fundamental varía de forma lineal con el índice m_a . Para esta zona se obtiene que la amplitud del armónico fundamental de la tensión V_{AN} es:

$$\hat{V}_{AN1} = m_a \frac{V_d}{2} \quad (\text{Ec. 4.43})$$

Por tanto, el valor eficaz de la tensión de línea a la frecuencia fundamental, dado que las tensiones están desfasadas 120° , se puede expresar:

$$V_{AB} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot m_a \cdot V_d \quad (\text{Ec. 4.44})$$

$$V_{AB} \approx 0.612 \cdot m_a \cdot V_d \quad (\text{Ec. 4.45})$$

5. Simulación

5.1. Cálculo de parámetros

5.1.1. Circuito equivalente

En primer lugar, indicar que las características del motor elegido para este proyecto son las siguientes:

Potencia	7,5 KW	Cos φ	0,82 a 1440 r.p.m.
V_Δ	230 V	I_Δ	26,6 A
V_Y	400 V	I_Y	15,4 A
f	50 Hz		

Una vez indicadas las características del motor, procedemos a realizar los ensayos de corriente continua, de vacío y de rotor bloqueado o cortocircuito, con el fin de obtener el circuito equivalente de la máquina.

Corriente continua

En primer lugar vamos a determinar la resistencia del estator, pero en vez de inyectándole corriente como suele hacerse este ensayo, lo realizamos con un polímetro. Enseguida nos damos cuenta de que no es fiable la medida, ya que se sale del rango de confianza de medición debido a que ésta es demasiado baja, por lo que se decide medirla con un puente de Thomson.

Realizamos la medida y obtenemos una resistencia por cada fase del estator de $0,525 \Omega$, obteniendo anteriormente un valor de $0,8 \Omega$ con el polímetro. Se puede apreciar que la variación es significativa.

Ensayo de vacío

Para realizar tanto este ensayo como el de rotor bloqueado que realizaremos a continuación se necesita un amperímetro, un voltímetro, un vatímetro y un tacómetro; aunque también se podría realizar con un analizador de redes.

Aplicamos al motor mediante un autotransformador trifásico una tensión igual a la tensión nominal (en este caso 400V) con el fin de obtener los valores de la rama de vacío del circuito equivalente, observando los siguientes resultados:

$$\begin{array}{ll} V_0 = 400 \text{ V} & P_0 = 611 \text{ W} \\ I_0 = 8,47 \text{ A} & n_0 = 1499 \text{ r.p.m.} \end{array}$$

Como la velocidad de giro en vacío es prácticamente igual a la del campo magnético, el deslizamiento es aproximadamente cero, luego podemos considerar la resistencia R_C infinita, simplificando el circuito a analizar. Además, despreciamos las pérdidas mecánicas, con lo cual las pérdidas de vacío serán iguales a las pérdidas en el entrehierro.

Con estos datos, obtenemos en primer lugar el factor de potencia de vacío, y con él, calcularemos la resistencia del entrehierro y la reactancia debida a los flujos dispersos.

$$\cos \varphi = \frac{P_0}{\sqrt{3} \cdot U_L \cdot I_L} = \frac{611}{\sqrt{3} \cdot 400 \cdot 8,47} = 0,1 \quad (\text{Ec. 5.1})$$

Teniendo el factor de potencia, podremos descomponer la corriente en el entrehierro en su parte real y su parte imaginaria de la siguiente manera:

$$I_{Fe} = I_0 \cdot \cos \varphi_0 = 8,47 \cdot 0,1 = 0,847 \text{ A} \quad (\text{Ec. 5.2})$$

$$I_{\mu} = I_0 \cdot \sin \varphi_0 = 8,47 \cdot 0,995 = 8,4275 \text{ A} \quad (\text{Ec. 5.3})$$

Finalmente, a partir de las ecuaciones (Ec. 5.2) y (Ec. 5.3) obtendremos la resistencia del entrehierro y la reactancia debida a los flujos dispersos:

$$R_{Fe} = \frac{U_f}{I_{Fe}} = \frac{400/\sqrt{3}}{0,847} = 272,65 \Omega \quad (\text{Ec. 5.4})$$

$$X_{\mu} = \frac{U_f}{I_{\mu}} = \frac{400/\sqrt{3}}{8,4275} = 27,4 \Omega \quad (\text{Ec. 5.5})$$

Ensayo de rotor bloqueado (cortocircuito)

Procedemos a realizar dicho ensayo de la misma manera que el anterior pero agarrando el rotor para que no gire, pero nos encontramos con un inconveniente; hay que aplicarle una corriente igual a la nominal que en este caso es 15,4 A y el analizador de redes está protegido por un fusible de 10 A, por lo que nos vemos obligados a realizar el ensayo a una corriente diferente a la nominal (no normalizado).

Aplicando una corriente de 9,8 A obtenemos los siguientes valores:

$$V_{CC} = 37 \text{ V}$$

$$P_{CC} = 368 \text{ W}$$

$$I_{CC} = 9,8 \text{ A}$$

Con los datos anteriores calculamos la impedancia de cortocircuito y el factor de potencia de cortocircuito.

$$Z_{CC} = \frac{U_f}{I_f} = \frac{37/\sqrt{3}}{9,8} = 2,18\Omega \quad (\text{Ec. 5.6})$$

$$\cos \varphi_{CC} = \frac{P_{CC}}{\sqrt{3} \cdot U_L \cdot I_L} = \frac{368}{\sqrt{3} \cdot 37 \cdot 9,8} = 0,59 \quad (\text{Ec. 5.7})$$

A continuación, procedemos a calcular la resistencia y reactancia de cortocircuito con las ecuaciones (Ec. 5.6) y (Ec. 5.7).

$$R_{CC} = Z_{CC} \cdot \cos \varphi_{CC} = 2,18 \cdot 0,59 = 1,29\Omega \quad (\text{Ec. 5.8})$$

$$X_{CC} = Z_{CC} \cdot \sin \varphi_{CC} = 2,18 \cdot 0,81 = 1,77\Omega \quad (\text{Ec. 5.9})$$

Finalmente, descomponemos estos valores anteriores en valores de estator y rotor obteniendo los siguientes valores.

$$R'_2 = R_{CC} - R_1 = 1,29 - 0,525 = 0,765\Omega \quad (\text{Ec. 5.10})$$

$$X_1 = X'_2 = \frac{X_{CC}}{2} = \frac{1,77}{2} = 0,885\Omega \quad (\text{Ec. 5.11})$$

Juntando todos los valores calculados anteriormente, el circuito equivalente de la máquina quedaría de la siguiente manera:

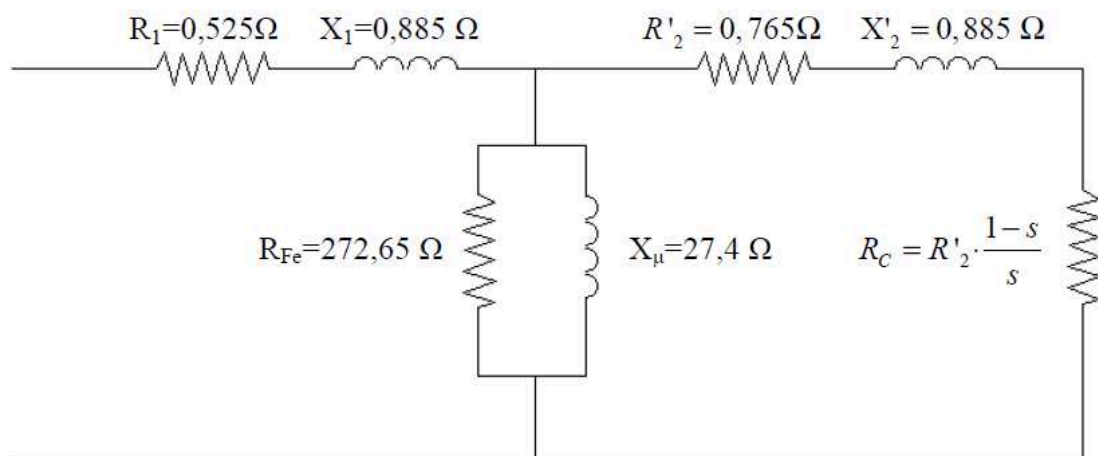


Figura 5.1. Circuito equivalente máquina asíncrona.

5.1.2. Cálculo de constantes de tiempo

Tal como se definía el modelo matemático de la máquina en el apartado 4.2.3. de este proyecto, es necesario calcular lo que definíamos como constantes de tiempo tanto del estator como del rotor. En primer lugar, procedemos a calcular lo que se definía como inductancia del estator (L_S), inductancia del rotor (L_R) e inductancia magnetizante (L_H).

$$L_S = \frac{X_1}{2\pi f} = \frac{0,885}{2\pi \cdot 50} = 2,8mH \quad (\text{Ec. 5.12})$$

$$L_H = \frac{X_\mu}{2\pi f} = \frac{27,4}{2\pi \cdot 50} = 87,2mH \quad (\text{Ec. 5.13})$$

$$L_R = \frac{X'_2}{2\pi f} = \frac{0,885}{2\pi \cdot 50} = 2,8mH \quad (\text{Ec. 5.14})$$

A continuación, procedemos al cálculo de las citadas constantes de tiempo.

$$\tau_R = \frac{L'_R}{R'_R} = \frac{2,8 \cdot 10^{-3}}{0,765} = 3,7ms \quad (\text{Ec. 5.15})$$

$$\tau_S = \frac{L_S}{R_S} = \frac{2,8 \cdot 10^{-3}}{0,525} = 5,3ms \quad (\text{Ec. 5.16})$$

5.1.3. Cálculo de par útil

Sabiendo que la potencia mecánica útil de este motor es 7,5 KW se obtiene que el par mecánico útil de esta máquina es el siguiente.

$$M_{mu} = \frac{P_{mu}}{\frac{2\pi}{60} \cdot n} = \frac{7500}{\frac{2\pi}{60} \cdot 1500} \approx 47,75Nm \quad (\text{Ec. 5.17})$$

5.1.4 Cálculo PWM

Para el dimensionamiento de la onda portadora del PWM hemos seguido, más o menos, las condiciones que se comentan en el apartado 4.6. de este proyecto. En primer lugar se optó por ponerle a la onda portadora una frecuencia de 7500 Hz consiguiendo así que sea múltiplo de 3 y eliminar los armónicos de amplitud relevante.

A lo de más o menos me refiero a que con 7500 Hz es múltiplo de 3 si las ondas senoidales de control tienen 50 Hz por ejemplo, pero esa frecuencia varía en función de las condiciones del sistema.

A continuación, sabiendo que la tensión en el bus de continua es de 537,5 V, calculamos el índice de modulación de amplitud, esperando una tensión de línea eficaz de 230 V obtenemos lo siguiente

$$V_{AB} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot m_a \cdot V_d \approx 0,612 \cdot m_a \cdot V_d \quad (\text{Ec. 5.18})$$

$$m_a = \frac{230}{0,612 \cdot 537,3} = 0,69 \quad (\text{Ec. 5.19})$$

Finalmente, calcularemos la tensión máxima que debe tener la onda portadora a partir de la ecuación del índice de modulación de amplitud.

$$V_{triang} = \frac{V_{sen}}{m_a} = \frac{265,6}{0,69} = 385V \quad (\text{Ec. 5.20})$$

$$V_{triang \text{ pp}} = 2 \cdot V_{triang} = 2 \cdot 385 = 770V \quad (\text{Ec. 5.21})$$

5.2. Circuito electrónico

5.2.1. Circuito de control

En el circuito de control se ha implementado el modelo matemático de la máquina asíncrona que hemos calculado según se explica en el apartado 4.2.3. de este proyecto, con los valores obtenidos anteriormente de constantes de tiempo y alguna modificación más con el fin de regular adecuadamente la máquina.

En primer lugar se colocó un comparador de donde se obtiene la diferencia entre la consigna, en este caso velocidad de referencia, y la velocidad real leída del motor mediante cualquier sensor de velocidad el cual puede ser un encoder o una tacodínamo. Ese error obtenido de la comparación lo llevamos a un PI cuya constante de tiempo será la constante de tiempo del rotor calculada anteriormente; es decir, 3,7 milisegundos y su constante proporcional será 1. Con el fin de proteger el motor, se ha colocado un limitador el cuál varía entre cero y el valor máximo de corriente en el eje de cuadratura.

Teniendo en cuenta la curva característica par/potencia – velocidad de los motores, la cual se muestra en la figura 5.1. y que en la mayoría de las aplicaciones de la industria se trabaja en la zona de flujo constante, se ha decidido que la regulación de este motor se va a realizar a flujo constante. Por lo que el valor de la corriente en el eje directo permanecerá constante en todo momento.

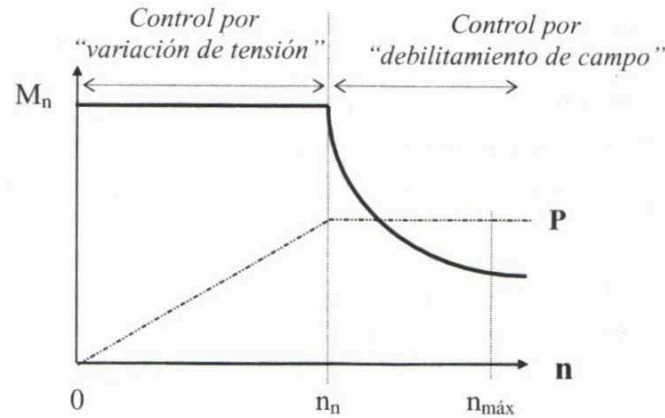


Figura 5.2. Curva par/potencia en función de la velocidad.

El siguiente paso ha sido colocar un divisor en el cual se obtiene la fracción de la tensión en el eje en cuadratura dividido por la tensión en el eje directo. La única tensión que variará será la del eje en cuadratura ya que la tensión en el eje directo, como ya se ha comentado, permanecerá constante. Por lo tanto, el valor variará entre 0 y 1. Estos valores se tomarán cuando en el arranque, cuando la tensión en el eje en cuadratura sea cero y cuando ambas tensiones se iguales, lo cuál tendrá lugar cuando estemos a velocidad nominal.

Tras haber comparado ambas tensiones, este valor será multiplicado por la constante 157,0796 la cuál coincide con la velocidad de sincronismo en rad/s. Esto se debe a que cuando la división nos de uno, como ya he comentado, el motor estará girando a la velocidad nominal la cuál coincide prácticamente con la de sincronismo; es decir, esos 157,0796 rad/s. Ésta velocidad será la del campo magnético giratorio creado en el rotor.

El siguiente paso ha sido sumar a esta velocidad obtenida de la comparación de las tensiones, la velocidad del rotor, obteniendo así la velocidad del campo magnético estático.

$$n + n_2 = (1 - s) \cdot n_1 + s \cdot n_1 = n_1 \quad (\text{Ec. 5.22})$$

Puesto que lo que necesitamos para realizar la transformada de los ejes dq0 a los ejes abc, además de las tensiones, es el ángulo del estator y nosotros tenemos la velocidad del campo magnético, el siguiente paso es integrar la velocidad para obtener el ángulo mencionado debido a las siguientes expresiones.

$$\omega_s = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{Ec. 5.23})$$

$$\theta = \int_0^t \omega_s dt + \theta(0) \quad (\text{Ec. 5.24})$$

Apoyándonos en la ecuación (Ec. 4.37) mostrada en el apartado 4.2.3. de este proyecto, se obtiene:

$$\theta = \int_0^t \left(\frac{\dot{i}_{SY}}{\tau_R \cdot \dot{i}_m} + \omega_m \right) dt + \theta(0) \quad (\text{Ec. 5.25})$$

A continuación se muestra todo el circuito de control, en el que además de todo lo explicado, se pueden observar unas etiquetas llamadas “ON”. La finalidad de estas es que el circuito no se ponga a funcionar hasta que no lo haga el inversor, como ya se detallará en la parte de potencia. También se pueden observar dos integradores con sus dos limitadores; uno en la rama del eje directo y otra donde generamos la velocidad de referencia. Esto se incluyó para evitar picos de corriente en el arranque del motor, tal como se mostrará más adelante, ya que para motores superiores a 5 KW no está permitido el arranque directo debido a éstas corrientes y en este caso es de 7.5 KW.

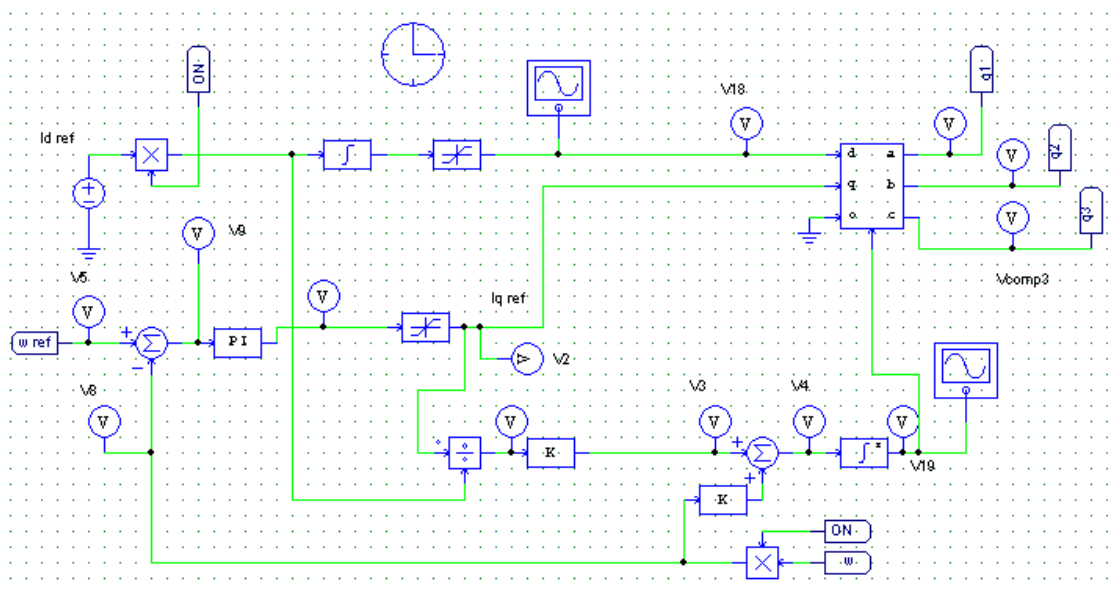


Figura 5.3. Circuito de control completo.

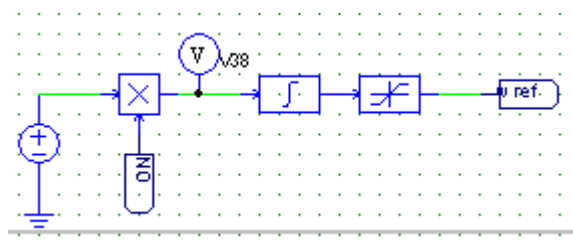


Figura 5.4. Generación tensión para velocidad de referencia.

5.2.2. Circuito de potencia

En este apartado nos vamos a centrar en la parte de la generación del PWM, ya que en lo demás no se ha profundizado debido a que no era la finalidad de este proyecto.

Como se puede observar en la figura 5.5., en la parte de arriba se ha incluido un generador de tipo escalón, el cual activa un interruptor cuya finalidad es poner en funcionamiento el inversor. Se ha implementado con un retardo de 0,1 milisegundos, tiempo para el cual el condensador del bus de continua está prácticamente cargado. Este interruptor, a su vez, es el encargado de poner en funcionamiento todo el circuito de control como se ha mencionado en el apartado anterior, mediante la etiqueta "ON".

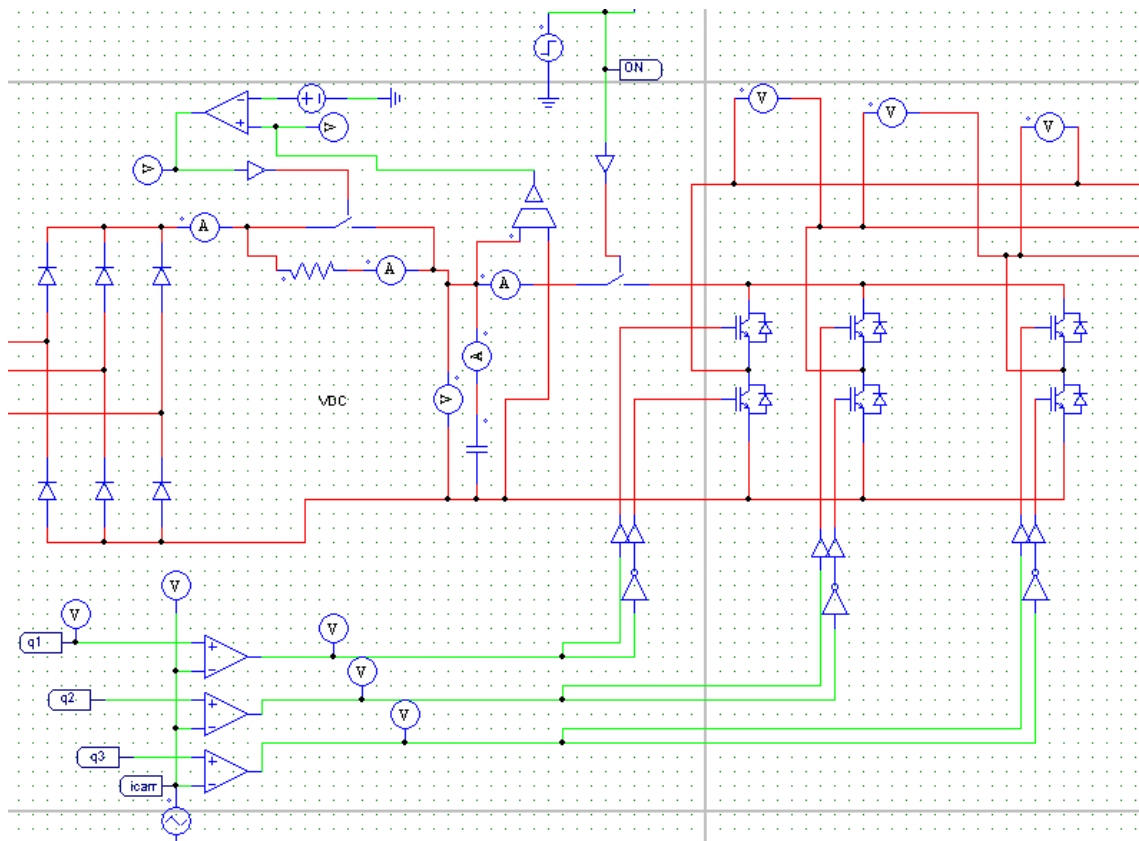


Figura 5.5. Circuito de potencia.

En la parte de PWM se han cogido como ondas senoidales de control las tres ondas generadas a la salida de la transformada dq0-abc. Estas señales, como ya se explico en el apartado de cálculo del PWM (Apartado 5.1.4.), se compara con una señal triangular, llamada también onda portadora. A partir de estos tres comparadores se obtienen los impulsos que activan y desactivan los igbt, generando así las tres ondas que introducimos en los bornes del motor. Claramente se ha colocado en cada par de igbts una puerta lógica NOT para que cuando un igbt está cerrado, el otro esté abierto.

Finalmente, comentar que el sensor de velocidad del motor se ha implementado con una ganancia de 0,003 para que con 1500 rpm genere 4,5 V y así conseguir afinar la regulación sin necesitar tensiones elevadas.

5.3. Simulaciones

5.3.1. Simulación sin integradores

Como ya se ha comentado anteriormente, se ha simulado este tipo de control controlando las tensiones del eje directo y de la velocidad de regencia y sin controlar. En este caso mostraremos los resultados obtenidos de la simulación sin control alguno de dichas tensiones y como se obtienen los picos de corriente en el arranque anteriormente mencionadas.

A continuación se muestran los picos de corriente obtenidos en el arranque del motor con una carga de 20 Nm en los dos casos para una velocidad de 1500 rpm y 500 rpm. Como se puede apreciar, en ambos casos se alcanzan corrientes que rondan los 400 amperios.

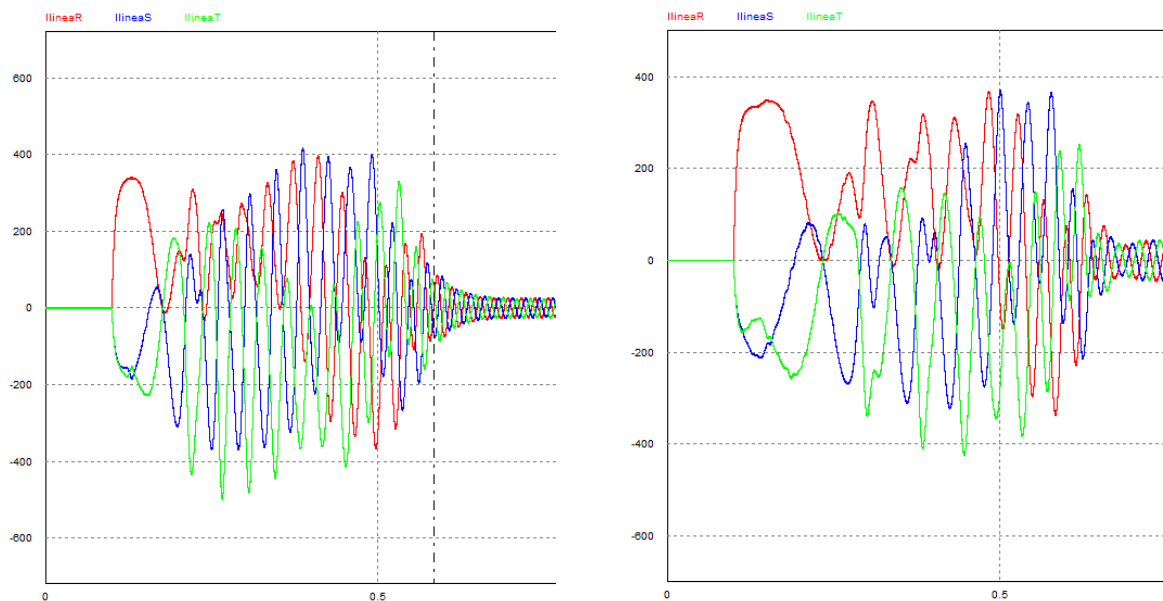


Figura 5.6. Corrientes en el arranque para 1500 rpm (izda.) y para 500 rpm (dcha.).

Otra cosa que parece interesante mostrar es como varía la velocidad del motor, para los mismos casos anteriores.

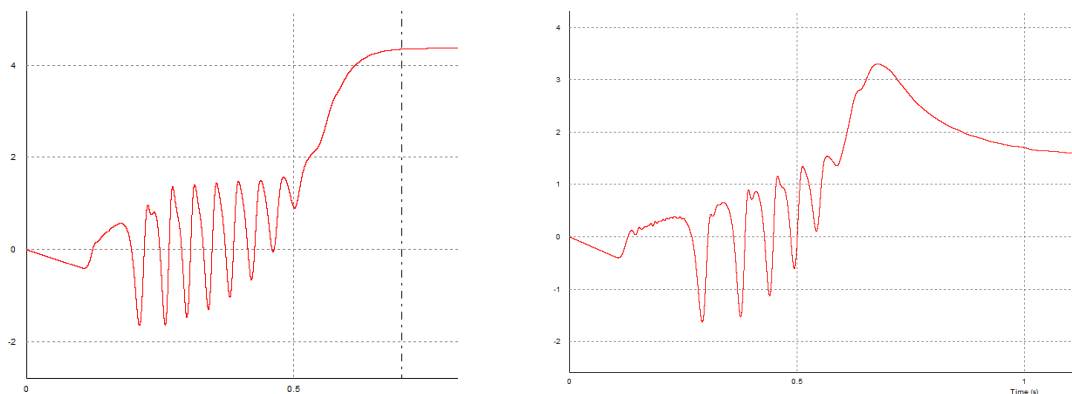


Figura 5.7. Velocidad del motor para 1500 rpm (izda.) y para 500 rpm (dcha.).

5.3.2. Simulaciones con integradores

5.3.2.1. Simulación a 1500 rpm en vacío

En este caso se va a simular con una velocidad de referencia del motor de 1500 rpm y sin carga conectada al motor.

En primer lugar se mostrará como al haber añadido esos integradores en la rama del eje directo y a la velocidad de referencia no se obtienen picos cercanos a los 400 amperios sino que los hemos reducido a alrededor de los 150 amperios. Estos picos son mucho menores que los que obteníamos del otro modo, evitando así deteriorar los componentes.

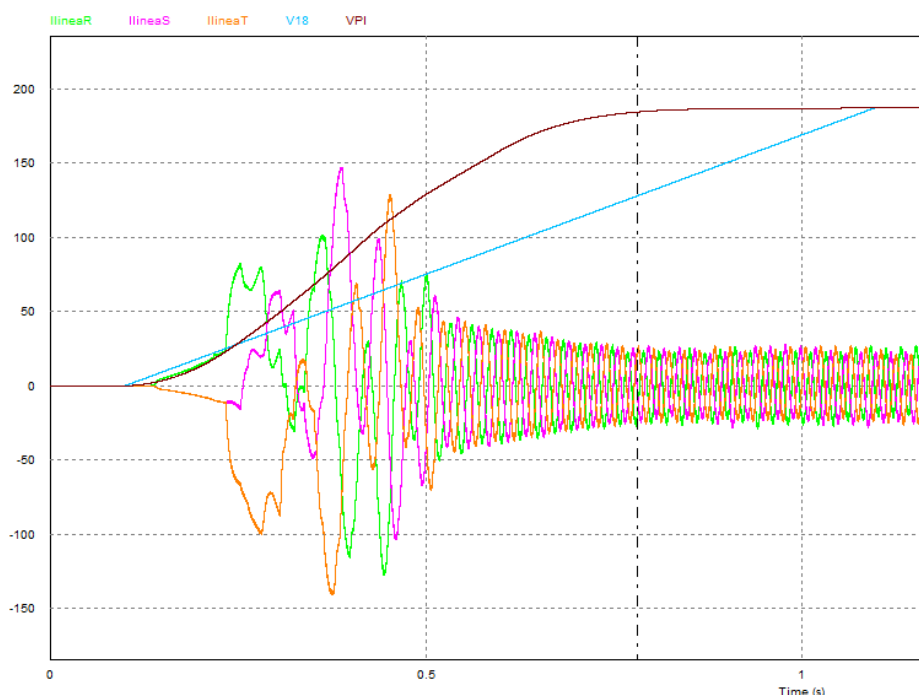


Figura 5.8. Corrientes en el arranque, tensión a la salida del PI y tensión en el eje directo.

En la gráfica anterior se han comparado las corrientes en el momento del arranque del motor, con la tensión a la salida del PI, lo que corresponde con la tensión en el eje en cuadratura, marcada ésta en color marrón, y la tensión en el eje directo tras regularla con uno de los integradores citados anteriormente, marcada en color azul.

Al acotar el tiempo en la simulación para obtener las formas de onda de las corrientes estacionarias obtenemos lo que se muestra en la figura 5.9. con unos valores de corriente eficaces de en torno a 15,6 A.

En la figura 5.10. lo que se muestra es la transformada de Fourier de las formas de onda de las tensiones de línea, ya que a la salida del inversor lo que se obtiene son ondas cuadradas. Los valores que se obtienen rondan los 350,5 V en la frecuencia fundamental, en este caso 50 Hz.

También es relevante mostrar como de este modo la velocidad del motor no varía bruscamente como se mostraba en el apartado anterior (Figura 5.11.).

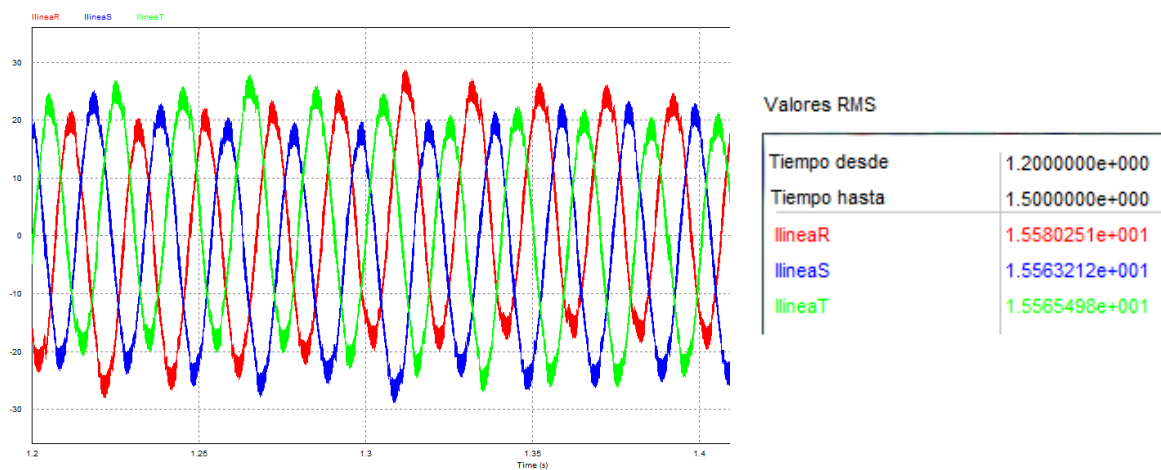


Figura 5.9. Corrientes de línea estacionarias.

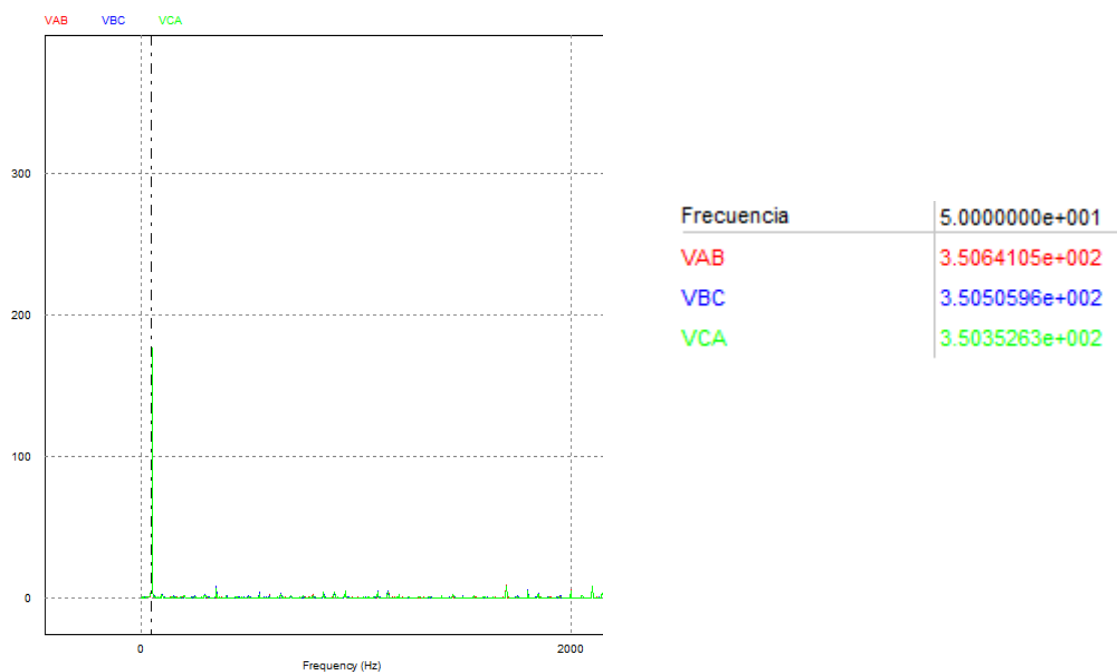


Figura 5.10. FFT de las tensiones de línea.

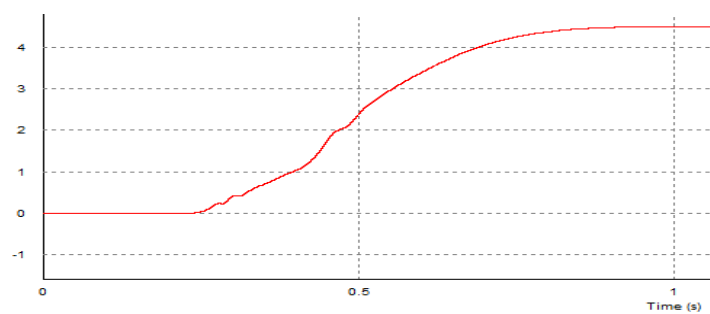


Figura 5.11. Variación de la velocidad del motor.

5.3.2.2. Simulaciones con carga acoplada de 20 Nm

A continuación se realizarán varias simulaciones teniendo conectada una carga de 20 Nm al motor. En concreto se han realizado para valores de velocidad del motor de 500 rpm, 1000 rpm y 1500 rpm.

En principio se van a comparar las tensiones de línea de los tres casos. Para ello se ha realizado nuevamente la transformada de Fourier para así obtener el valor de la frecuencia fundamental y el valor de las tensiones a dicha frecuencia.

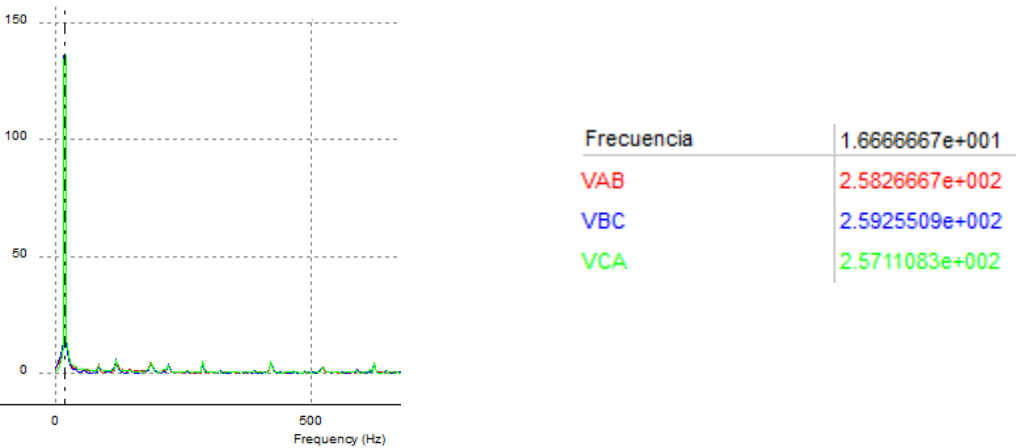


Figura 5.12. FFT tensiones de línea para 500 rpm.

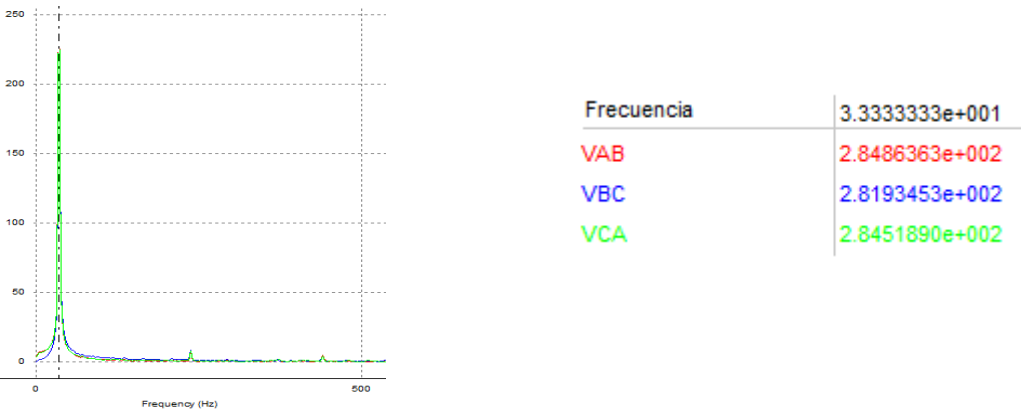


Figura 5.13. FFT tensiones de línea para 1000 rpm.

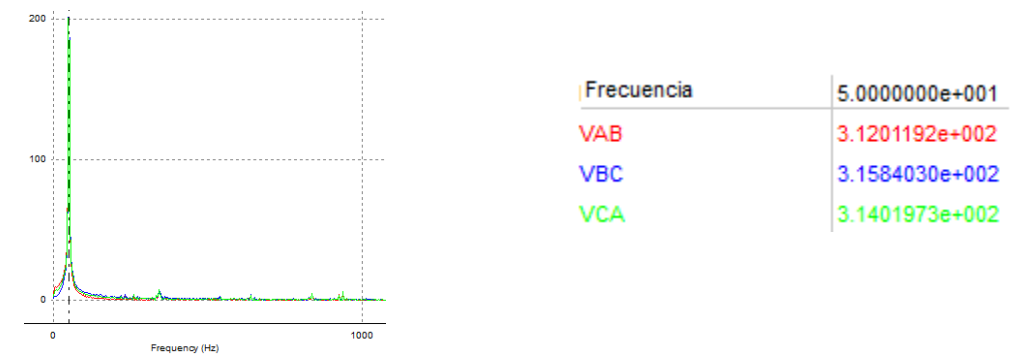


Figura 5.14. FFT tensiones de línea para 1500 rpm.

5.3.2.3 Simulación con carga acoplada de 30 Nm

En primer lugar mostraremos una gráfica con las tensiones de senoidales de control del PWM para poder observar como varía habiendo incluido los integradores (Figura 5.15.).

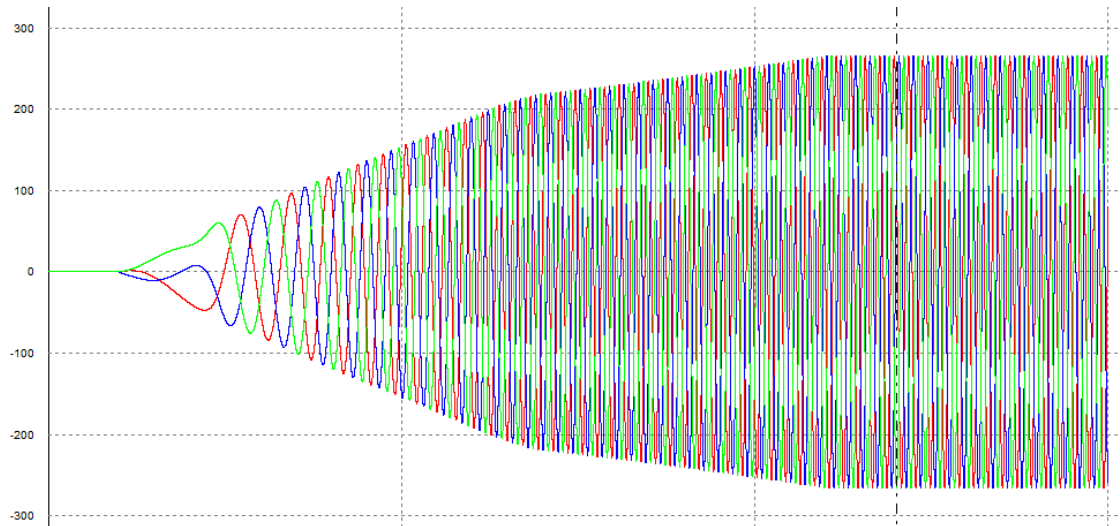


Figura 5.15. Tensiones senoidales de control del PWM.

Como ya se ha mencionado anteriormente, al comparar estas señales mostradas en la figura 5.15. con la onda portadora se obtienen tres ondas cuadradas tales como las que se muestran a continuación. Sólo se muestran dos de las tres ondas para que se pueda apreciar bien la forma que tienen, ya que si mostramos las tres, como el simulador pinta una onda encima de otra no se distingue bien como es cada una.

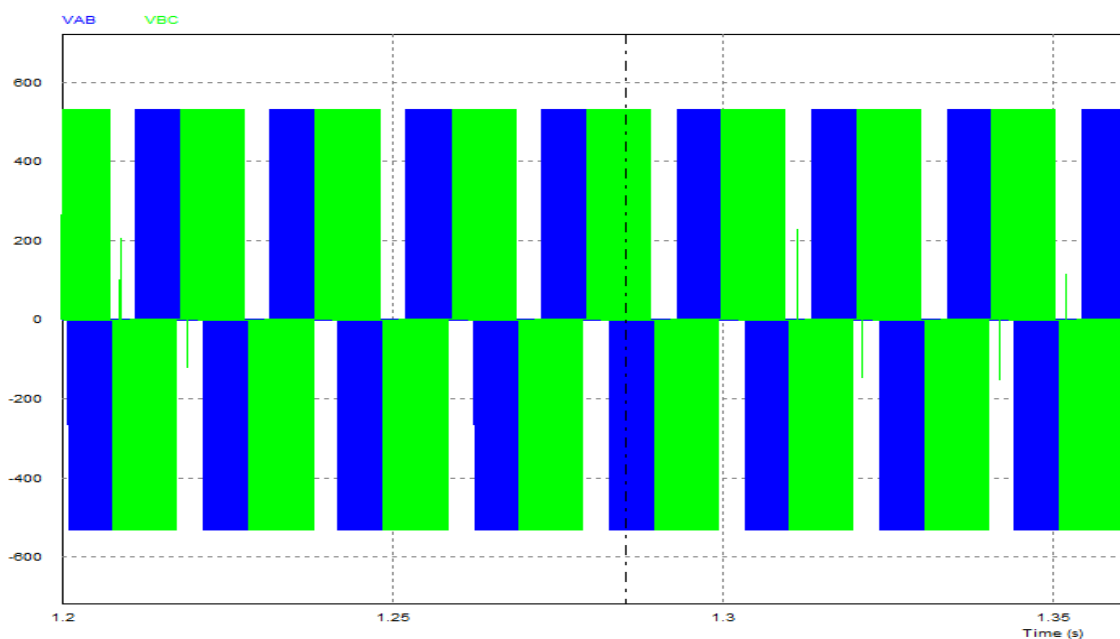


Figura 5.16. Tensiones de línea AB y BC obtenidas a la salida del inversor.

5.3.2.4. Simulaciones con carga acoplada de 47,75 Nm

La razón de que hayamos escogido simular 47,75 Nm es debido a que es exactamente el par que nos ofrece la máquina con una potencia de 7,5 KW.

$$M_{mu} = \frac{P_{mu}}{\frac{2\pi}{60} \cdot n} = \frac{7500}{\frac{2\pi}{60} \cdot 1500} \approx 47,75 Nm$$

Para esta carga hemos realizado la simulación a velocidad nominal; es decir, 1500 rpm aproximadamente, y a 500 rpm.

En primer lugar, vamos a comparar los resultados obtenidos de realizar la transformada de Fourier a las tensiones de línea para ambos casos. En el caso de 500 rpm, se han obtenido unas tensiones en la frecuencia fundamental de en torno a 250 V. En cambio, para el caso de 1500 rpm, se han obtenido tensiones en la frecuencia fundamental rondando los 300 V.

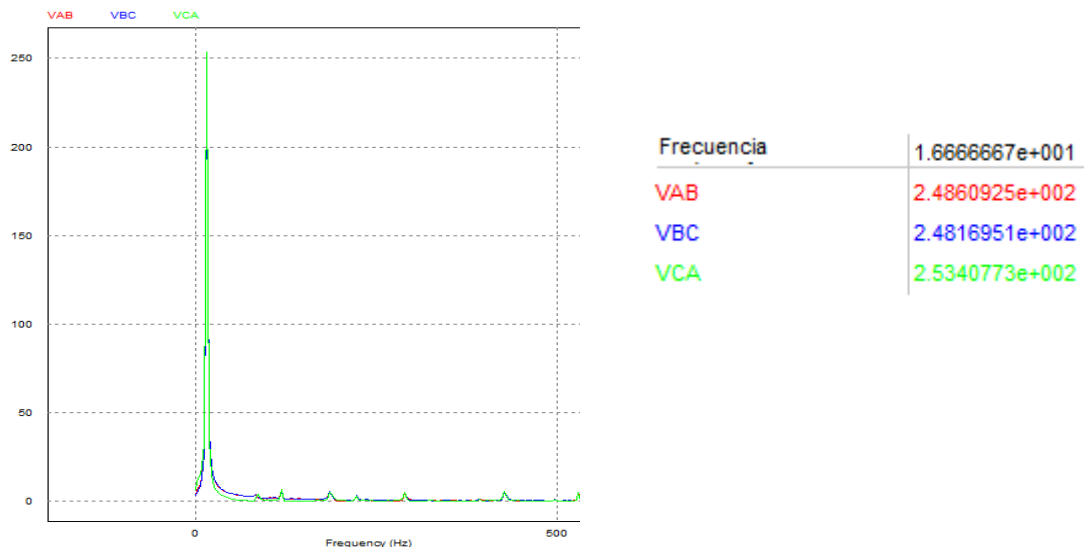


Figura 5.17. FFT tensiones de línea para 500 rpm.

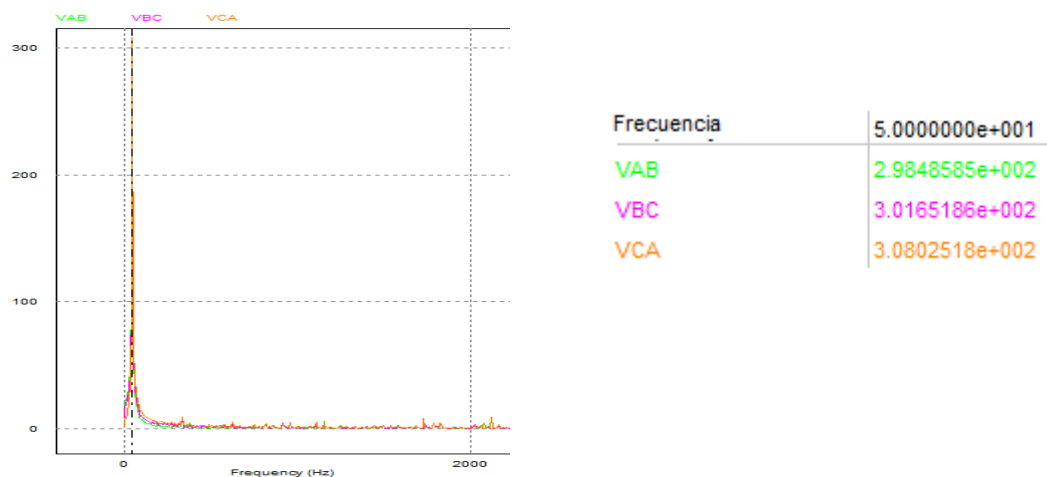


Figura 5.18. FFT tensiones de línea para 1500 rpm.

Respecto a las corrientes de línea, en la siguiente figura se muestran para la velocidad nominal; es decir, 1500 rpm. En dicha figura se puede observar que la máquina trabaja con las corrientes próximas a la que nos indica en la placa de características. En la simulación, este valor está en torno a 24,5 A.

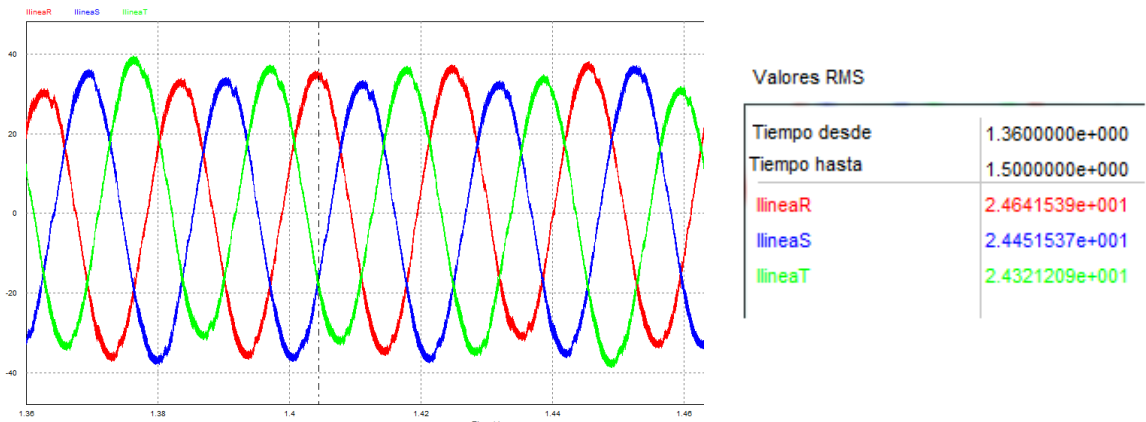


Figura 5.19. Valores eficaces de las corrientes de línea para 1500 rpm.

Finalmente, se muestran las gráficas de las velocidades del motor tanto para 1500 rpm como para 500 rpm.

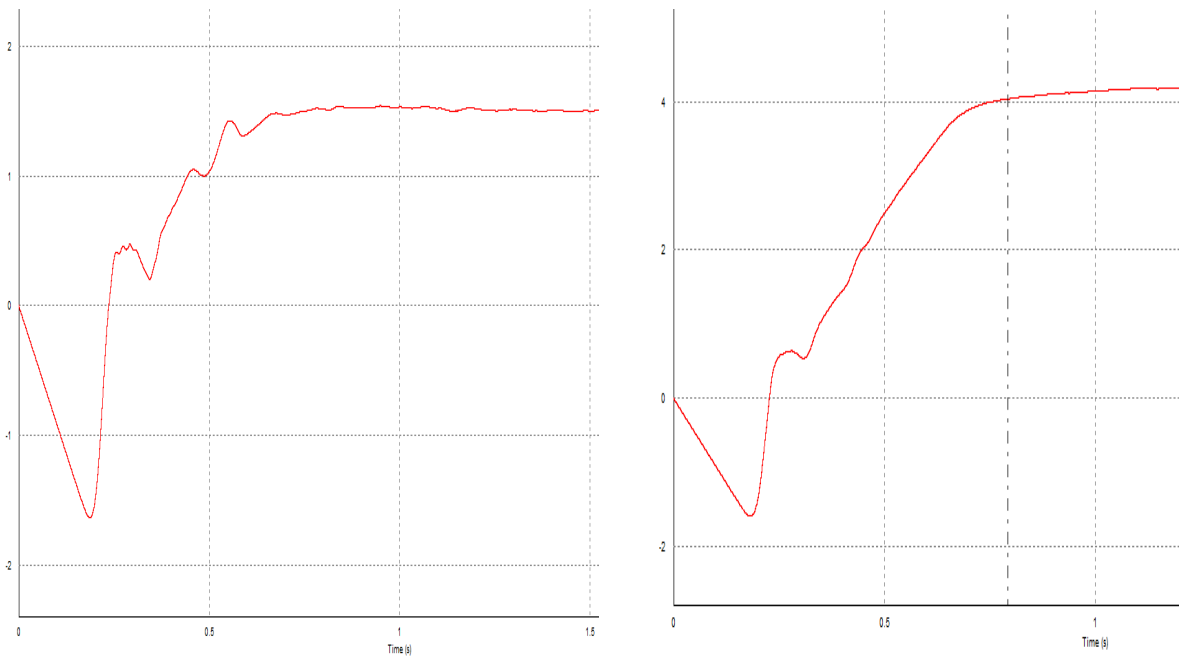


Figura 5.20. Curvas de velocidad del motor para 500 rpm (izda.) y para 1500 rpm (dcha.).

5.3.2.5. Simulación con carga acoplada de 70 Nm

Para concluir con todas las simulaciones realizadas, se ha decidido probar con una carga superior a 47,75 Nm que es la que nos ofrece el motor. El motivo es demostrar que funciona correctamente; es decir, que al pedirle un par mayor al que desarrolla en condiciones nominales, en primer lugar se reduce la velocidad y como consecuencia de esto, varían las tensiones de línea y su frecuencia debido a la realimentación de la velocidad del motor.

En primer lugar, se muestra la gráfica de la velocidad del motor, en la que se puede observar claramente la variación que ha ésta debido a la excesiva carga.

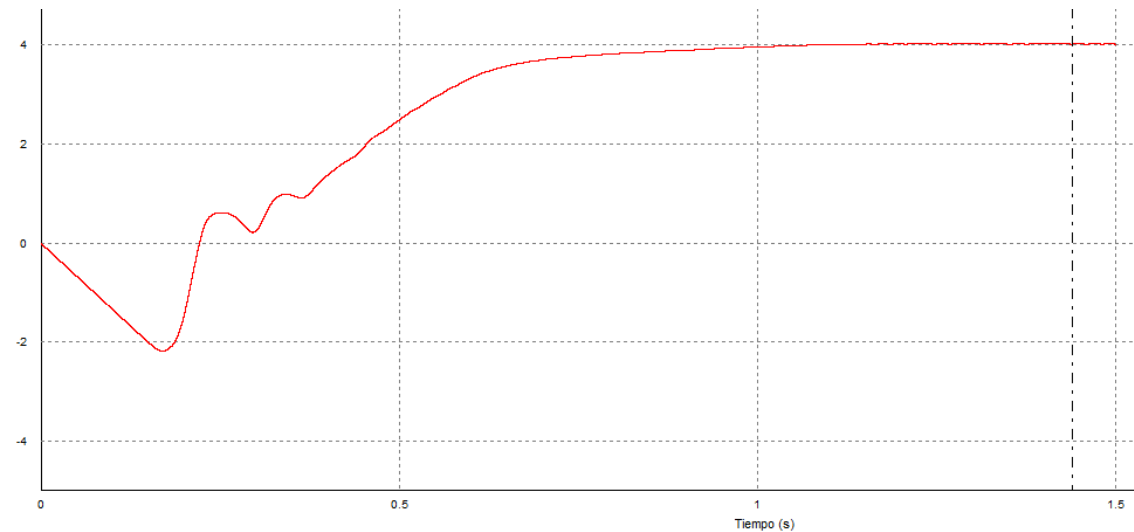


Figura 5.21. Velocidad del motor para 1500 rpm.



Figura 5.22. FFT tensiones de línea para 1500 rpm.

6. Conclusión

En primer lugar, indicar que como ya se ha podido observar en las distintas simulaciones que se han realizado para distintas topologías del circuito, es un sistema que cumple con las expectativas respecto a lo que regulación de velocidad de motores se refiere; ya que se ha demostrado que es igual de fiable que todos los tipos de regulación utilizados hasta el momento.

En último lugar, indicar que hubiera sido muy interesante el haberlo ensayado con la máquina real, la cuál era nuestra intención desde un principio y no se descarta que con el tiempo se haga. El inconveniente ha sido que para desarrollar todo esto, es necesaria toda la parte de potencia, con su rectificador, sus filtros y su inversor, de lo cuál se ha encargado de diseñar mi compañero Radu Azare, y como todos bien sabemos, los semiconductores tienen un precio elevado; y si a éstos añadimos el precio también elevado de los filtros, dificulta bastante el poder desarrollarlo completamente.

7. Bibliografía

- [1] Juan Vignolo Barchiesi, *“Introducción al procesamiento digital de señales”*, Ediciones universitarias de Valparaíso.
- [2] www.intel4004.com
- [3] Intel Corp., “8008 8 bit parallel central processor unit. Users Manual”
- [4] www.datasheetcatalog.org
- [5] www.z80.info
- [6] www.ti.com
- [7] Rabiner, L., and Gold, B., *“Theory and Application of Digital Signal Processing”*, New York, 1975.
- [8] Jose M^a Angulo Usategui, Begoña García Zapirain, Ignacio Angulo Martínez y Javier Vicente Sáez, *Microcontroladores avanzados dsPIC. “Controladores digitales de señales. Arquitectura, programación y aplicaciones”*, Editorial Thomson.
- [9] Nelson Aros, Francisco Galleguillos y Rodrigo Bobadilla, *“Implementación de módulo didáctico para el estudio de accionamientos eléctricos”*, Universidad de la Frontera.
- [10] Juan Díaz González, “Inversores PWM”, Lección de oposición para optar a la plaza de profesor titular de la Universidad de Oviedo.
- [11] P. Abad, V. Alcalá, E. Sainz, J.F. Sanz, M. J. Velilla y J. L. Villa, *“Máquinas eléctricas. Máquinas de corriente continua, transformadores y máquinas de corriente alterna”*, Ed. Copy Center Digital